

**E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación**

Design of Slotted Waveguide Antenna using metasurfaces



**Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación**

Trabajo Fin de Grado

Javier Chocarro Álvarez

Iñigo Ederra

Pamplona, 31 de Mayo de 2017



Agradecimientos

Primero, quiero agradecer a mis padres el haberme dado la educación necesaria para llegar a donde estoy hoy, a mis hermanos Diego y Ángela. A Teresa por aguantarme y escucharme con interés cada vez que le cuento las cosas más difíciles relacionadas con mi carrera durante estos dos últimos años.

Quiero agradecer a los amigos que he ido conociendo a lo largo de toda la carrera que han marcado y seguirán marcando huella. No he de olvidarme de Irati, David y Santiago a los que le he dado la brasa casi todas las tardes en el laboratorio. También dar las gracias a José y Alicia que me han ayudado a hacer la antena, y a Mikel que me ha ayudado a medirla. También a todos los profesores que he tenido a lo largo de la carrera que me han aportado mucho, sin ellos no tendría ni idea de nada, y no habría llegado hasta aquí.

Finalmente al Dr. Ederra, por guiarme y aguantarme durante todo el trabajo. Sin él no hubiera salido este trabajo. Ha sido un grandísimo apoyo, y siempre que necesitaba una ayuda o tenía alguna duda, él ha estado ahí para ayudarme.

Muchas gracias.

Abstract

The target of this final work has been the design of a slotted waveguide antenna for the 76.5 GHz frequency, based on the WR10 guide, whose radiation pattern is improved by the use of a metasurface. To obtain the desired distribution, the properties of the slots covered by a metamaterial are studied and the associated conductance is extracted. Based on these data, the design procedure is implemented to achieve a Chebyshev-type distribution and is optimized using Keysight EMPRO simulation tool. In addition to the design of this antenna, its performance is compared with that provided with conventional slotted guide antennas.

Finally, the designed antenna is manufactured and characterized.

Resumen

El objetivo de este trabajo fin de grado ha sido el diseño de una antena de guía de onda ranurada para la frecuencia de 76.5 GHz, basada en la guía WR10, cuyo diagrama de radiación se ve mejorado gracias a la utilización de una metasuperficie. Se estudian las propiedades de las ranuras cubiertas por un metamaterial y se extrae la conductancia asociada, para poder diseñar la distribución deseada. Basados en estos datos se implementa el procedimiento de diseño para conseguir una distribución tipo Chebyshev y se optimiza utilizando la herramienta de simulación Keysight EMPRO. Además del diseño de dicha antena, se comparan sus prestaciones con las que proporcionan antenas de guía ranurada convencionales.

Finalmente se fabrica y caracteriza la antena diseñada.

KeyWords

Slotted Waveguide Antenna, Metasurfaces, Metasurface enhanced slot antenna.

Índice

1. INTRODUCCIÓN Y ESTADO DEL ARTE	1
1.1. Slotted Waveguide Antenna (Diseño)	1
1.1.1. Conductancia	2
1.1.2. Diseño de Chebyshev	4
1.2. Metamateriales	7
2. DISEÑO DE SWA EN AIRE.....	9
2.1. Cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda	9
2.2. Diseño de SWA en aire	11
2.3. Resultados de simulación.....	12
3. DISEÑO DE SWA CUBIERTA CON DIELECTRICO.....	15
3.1. Cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda cubierta con dieléctrico.....	15
3.2. Diseño de SWA cubierta con dieléctrico	17
3.3. Resultados de simulación.....	17
3.4. Coeficiente de acoplo entre las antenas	18
4. DISEÑO DE SWA CUBIERTA CON METAMATERIAL	21
4.1. Descripción de la metasuperficie	28
4.2. Cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda cubierta con metasuperficie	28
4.2.1. Cálculo de la conductancia para un grosor de 15 micras	28
4.2.2. Cálculo de la conductancia para un grosor de 2 micras	28
4.3. Diseño de SWA cubierta con metasuperficie	28
4.4. Resultados de simulación.....	28
4.4.1. Resultados Antena 15 micras.....	28
4.4.2. Resultados Antena 2 micras.....	28
4.5. Coeficiente de acoplo entre las antenas	28
5. DISEÑO, FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA.....	29
5.1. Diseño y simulación en EMPro	29
5.2. Fabricación, caracterización y montaje.....	31
5.2.1. Estructura metálica	31

5.2.2. Mascarás	33
5.2.3. Montaje	35
6. COMPARATIVA DE LOS RESULTADOS	37
6.1. Antena cubierta con aire, sustrato y metasuperficie	37
6.2. Antena simulada comparada con la medida	38
7. Conclusiones y futuras propuestas	43
8. BIBLIOGRAFÍA.....	45
9. ANEXOS.....	47
9.1. Realización de la fotolitografía	47
9.2. Realización de la estructura metálica.....	49
9.3. Comparación Número de Ranuras y Ancho de Banda.....	50
9.4. Proceso de medida para la antena.....	52

1. INTRODUCCIÓN Y ESTADO DEL ARTE

1.1. Slotted Waveguide Antenna (Diseño)

Como se comentaba en el resumen, el objetivo del trabajo es realizar un diseño para una antena de guía de onda ranurada, SWA (del inglés “Slotted Waveguide Antenna”) cubierta con una metasuperficie. Para empezar, explicar qué es una guía de onda con ranuras: es una antena simple, consistente en una guía en la que se practican una serie de ranuras en las que se creará un campo eléctrico y magnético, de tal manera que se facilitará la radiación de ondas electromagnéticas hacia el exterior.

Esta antena no es nueva, sino que fue el resultado de la colaboración de varios investigadores durante la segunda guerra mundial, y hoy en día es bastante empleada en los radares, tanto a nivel marítimo y aeronáutico, ya que su implementación y su estructura física permiten una fácil colocación.



Figura 1.1: Slotted Waveguide Antenna (6 slots).

Los cálculos para diseñar una SWA son muy críticos, y especialmente a altas frecuencias, como es este caso. Debemos poner especial atención en ellos, si queremos conseguir un diagrama de radiación acorde a lo que buscamos.

Estas antenas pueden producir bajos niveles de los lóbulos laterales, con una buena eficiencia de apertura. La fabricación de éstas, requiere unas tolerancias de error muy bajas, ya que cualquier pequeño error en el proceso podrá producir efectos no deseados, como por ejemplo, unos niveles mayores en los lóbulos laterales y un bajo nivel en el lóbulo principal. Producir estos Arrays es un arte que requiere un cuidadoso análisis en todas las interacciones de las ranuras, las dimensiones vendrán determinadas por los modelos y medidas, y la precisión de las máquinas que formen parte en algún momento de la fabricación. [1]

Como se comentaba en el objetivo, se trabajará con una guía de onda WR10, cuyas dimensiones (largo, 2.54 mm; ancho, 1.27 mm) nos permiten trabajar a la frecuencia de interés. Sin que se propaguen modos no deseados.

Con este breve prólogo, veremos los parámetros más relevantes para llevar a cabo nuestro diseño.

1.1.1. Conductancia

La conductancia eléctrica (G) es la facilidad que ofrece un material al paso de la corriente eléctrica, es decir, es la propiedad inversa de la resistencia eléctrica [2].

La relación entre la conductancia y la resistencia está dada por:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{I}{V} \quad (1.1)$$

Esto es válido solo para circuitos no reactivos. Nosotros estamos en un caso reactivo, es decir, la conductancia se puede relacionar con la susceptancia ($j\beta$) y la admitancia (Y) mediante la siguiente ecuación:

$$Y = G + j\beta \quad (1.2)$$

$$Real(Y) = G \quad (1.3)$$

En resumen, la conductancia es la parte real de la admitancia. Este parámetro es muy importante a la hora de que la antena esté adaptada, y será uno de los puntos fuertes para conseguir minimizar las pérdidas de retorno de la antena. Debido a la complejidad de este diseño, se opta por modelar la antena como una línea de transmisión donde las ranuras tendrán un comportamiento reactivo y resistivo. A continuación se muestra como sería el modelo de la línea de transmisión equivalente de la antena de guía ranurada:

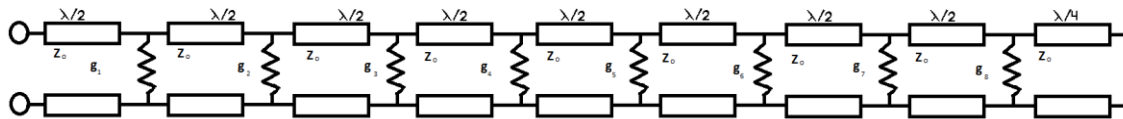


Figura 1.2: Modelo de línea de transmisión.

Como vamos a usar una configuración de array resonante, la distancia de separación entre ranuras vendrá dada por la mitad de la longitud de la guía. Esta distancia en particular hará que la impedancia que se ve en la última ranura sea el paralelo de las resistencias de cada ranura ya que se da una vuelta completa en la carta de Smith. Teniendo esto en cuenta, podremos simplificar el modelo de la línea de transmisión al circuito equivalente que mostramos a continuación:

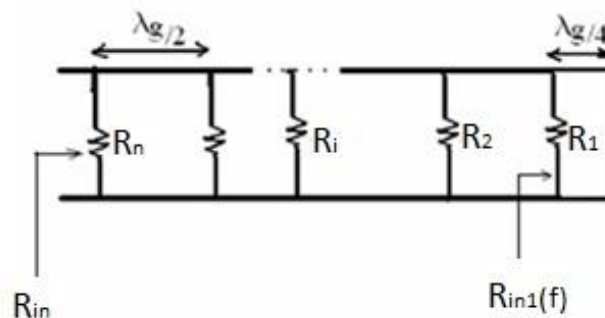


Figura 1.3: Circuito simplificado de la línea de transmisión.

La resistencia total de este circuito es muy simple, y viene dada por la fórmula:

$$R_{Total} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}} \quad (1.4)$$

O se puede calcular sabiendo que la admitancia es la inversa de la resistencia y obtener:

$$Y_{Total} = \frac{1}{R_{Total}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} = \sum_1^N Y_n \quad (1.5)$$

Variando la longitud de la ranura, se consigue que la ranura sea resonante para la frecuencia en la que estamos trabajando. La ranura se puede ver como un circuito compuesto por una resistencia, un condensador y una bobina, necesitamos conseguir que la parte imaginaria del condensador y de la bobina se anulen, y esto se consigue variando la longitud hasta encontrar un valor que lo cumpla. Esto hace que la parte imaginaria de la admitancia este cercana a cero y no tenga comportamiento reactivo y así se puede trabajar únicamente teniendo en cuenta la conductancia.

$$\text{siendo } \beta \cong 0 ; Y = G \quad (1.6)$$

Llegamos a la conclusión que la admitancia total de entrada será la suma de las conductancias para cada ranura. Para poder tener la antena adaptada, necesitamos que la impedancia de entrada (Z_{in}), sea igual a la impedancia característica de la guía. Nos interesa que la antena este adaptada para que no se produzca reflexión, es decir, que no se refleje la potencia de entrada. Para ello necesitamos que el coeficiente de reflexión sea 0, y esté depende de las impedancias tanto de la entrada como la característica de la guía.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.7)$$

Como vemos, necesitaremos que la impedancia de entrada sea igual a la impedancia característica de la guía.

Una vez conseguida una longitud de ranura apropiada, podemos ver que existe una estrecha relación de la distancia (d en donde se coloca la ranura) y la conductancia.

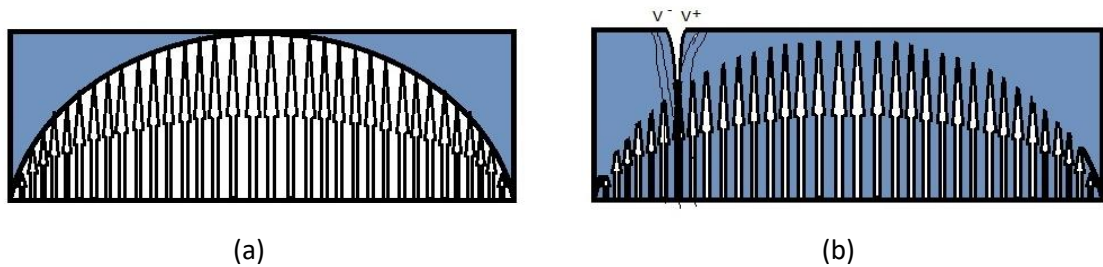


Figura 1.4: Propagación del modo fundamental en la guía (a) sin ranuras y (b) con ranura.

En la figura 1.4 podemos ver como se propaga el modo fundamental en la guía, sin ninguna ranura, y en la siguiente imagen, se ve que ocurre cuando se coloca una ranura.

Se crea una diferencia de tensión entre los lados de la ranura, que posibilita la radiación de las ondas hacia el exterior de la guía. Y esta diferencia de tensión, es diferente según donde esté la ranura. Cuanto más alejada del centro, la diferencia entre un lado y otro de la ranura es mayor, por tanto, más potencia se radia. En el caso opuesto, cuanto más al centro esté situada, menos potencia se radiará, e incluso, si la ranura estuviese colocada en el mismo centro, no se radiaría potencia, debido a que no habría diferencia de tensión. Las guías en las que se colocan ranuras en el centro, se les conoce con el nombre de guías no radiantes.

A continuación se muestra el circuito equivalente para la ranura:

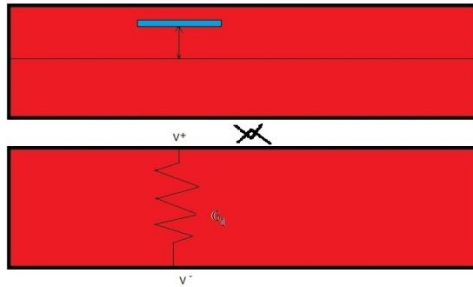


Figura 1.5: Equivalencia de una ranura en un circuito eléctrico.

Para una ranura resonante, se puede aproximar que la conductancia se obtendrá según el offset (d), por la fórmula teórica [3]:

$$G = 2.09 \frac{\lambda_g a}{\lambda_o b} \left(\cos \frac{\pi \lambda_o}{2 \lambda_g} \right)^2 \left(\sin \frac{\pi d}{a} \right)^2 \quad (1.8)$$

Es importante señalar que la fórmula está normalizada respecto a la admitancia de entrada del modo TE₁₀.

La disposición de las ranuras será un punto importante, no solo a la hora de conseguir adaptación, sino porque, como se veía anteriormente, dependiendo de donde estén colocadas, radiarán más o menos potencia, y esto dará lugar a diferentes tipos de distribuciones, en concreto en este trabajo se buscará una distribución de Chebyshev, que se explicará a continuación.

1.1.2. Diseño de Chebyshev

Como veníamos diciendo al final del anterior punto, existen diferentes formas de “alimentar” un array de antenas. En nuestro caso, cada ranura actuará como un elemento radiante, y queremos obtener una distribución de Chebyshev. Esta distribución es muy buena, ya que nos permite concretar la relación entre la potencia del lóbulo principal y la potencia del lóbulo secundario, sidelobe level (SLL).

Haciendo uso de una función matemática y aplicándola en Matlab, conseguimos un array; este nos proporciona los niveles de excitación relativa para cada una de nuestras ranuras de la antena. Nuestra antena tendrá 8 ranuras y un SLL de unos 20 dB. [4]

También se puede hacer sin Matlab, desarrollando los polinomios de Chebyshev manualmente:

$$AF_8 = a_1 \cos u + a_2 \cos 3u + a_3 \cos 5u + a_4 \cos 7u$$

$$\cos 3u = 4 \cos^3 u - 3 \cos u$$

$$\cos 5u = 16 \cos^5 u - 20 \cos^3 u + 5 \cos u$$

$$\cos 7u = 64 \cos^7 u - 112 \cos^5 u + 56 \cos^3 u + 7 \cos u$$

Nota: El coeficiente a_4 se refiere a la última ranura.

Usando relaciones trigonométricas, y aplicando la siguiente condición en el polinomio de Chebyshev, ya que deseamos que la relación de lóbulo principal a secundario sea de 20 dB, se obtiene el parámetro z_o .

$$SLL = 20dB \rightarrow SLL = 10^{\frac{20}{20}} = 10$$

$$T_z(z_o) = 10$$

$$\cosh[7 \cosh^{-1}(z_o)] = 10$$

$$z_o = \cosh \left[\frac{\cosh^{-1} 10}{7} \right] = 1.0928$$

Haciendo una sustitución, mediante un cambio de variable se llega al siguiente sistema de 4 ecuaciones con 4 incógnitas.

$$\begin{cases} 64a_4 = 64z_o^7 \rightarrow a_4 = 1.8612 \\ 16a_3 - 112a_4 = -112z_o^5 \rightarrow a_3 = 2.1190 \\ 4a_2 - 20a_3 + 56a_4 = 56z_o^3 \rightarrow a_2 = 2.8087 \\ a_1 - 3a_2 + 5a_3 - 7a_4 = -7z_o \rightarrow a_1 = 3.2099 \end{cases}$$

Dividiendo los resultados por a_4 se obtienen los valores que aparecen en la tabla 1.1.

Los coeficientes son los siguientes:

Número de Ranura	Niveles de excitación relativa
1	1
2	1.1386
3	1.5090
4	1.7244
5	1.7244
6	1.5090
7	1.1386
8	1

Tabla 1.1: Niveles de excitación relativa.

Usando estas fórmulas [3]:

$$g_e = \sum_{n=1}^N g_n \quad (1.9)$$

La conductancia total es igual la suma de las conductancias de cada una de las ranuras.

$$g_n = K a_n^2 \quad (1.10)$$

La conductancia de cada ranura, viene dada por el producto de una constante por el cuadrado del nivel de excitación relativa deseada en dicha ranura.

$$K \sum_{n=1}^N a_n^2 = 1 \quad (1.11)$$

El producto de la constante por el sumatorio del cuadrado de los niveles de excitación relativos a cada ranura, deberá ser igual a 1.

Si quisiésemos tener el mismo nivel de excitación en todas las ranuras, es decir, usar una distribución uniforme. Obtendríamos que las distancias tendrían que ser iguales en todas las ranuras, y la conductancia en cada ranura sería la inversa del número de ranuras. O lo que es lo mismo, la resistencia de cada ranura sería N ohmios. Como nosotros queremos tener una distribución de Chebyshev, sustituimos los niveles de excitación de la tabla, y calculamos las conductancias.

Primero calculamos la constante K:

$$K = \frac{1}{\sum_{n=1}^N a_n^2} \quad (1.12)$$

Siendo K = 0.0662.

Ahora multiplicamos los coeficientes por ese factor y hallamos nuestro array de conductancias:

Nº Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Conductancias (S)	0.0662	0.0858	0.1508	0.1969	0.1969	0.1508	0.0858	0.0662

Tabla 1.2: Valores de las conductancias.

Esta tabla será muy relevante durante todo el trabajo, ya que nos da las conductancias que debemos tener para cada una de las ranuras de nuestra antena.

1.2. Metamateriales

En 1968, Veselago [5], considerado el padre de los metamateriales, propuso por primera vez un medio con permitividad y permeabilidad negativa, y descubrió que estos medios presentaban propiedades muy interesantes como índices de refracción negativos.

Aunque no existe una definición propiamente referida para metamaterial, esta estandarizado y aceptado el concepto de que es una estructura formada por diferentes materiales, que, debido a una geometría definida y a una colocación determinada, al objeto en sí, se le atribuye unas propiedades muy particulares, que no se encuentran en la naturaleza.

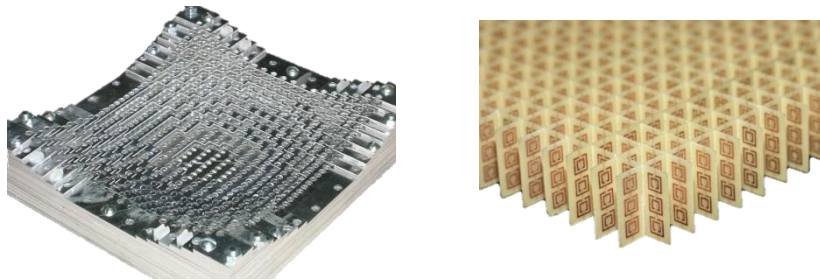


Figura 1.6: Diferentes metamateriales.

Estos materiales que se encuentran a la vanguardia de la ciencia y de la técnica, son estructuras artificiales fabricadas mediante inclusiones periódicas de metales y dieléctricos, se construyen mediante resonadores de tamaño mucho menor que las longitudes de onda en la que nos encontramos. Y presentan propiedades electromagnéticas inusuales debido a su estructura.

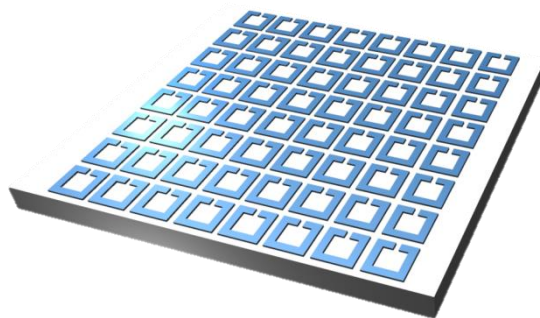


Figura 1.7: Estructura de una metasuperficie.

En este trabajo, se estudiarán las versiones planas de los metamateriales, las denominadas metasuperficies. Un ejemplo de estas, se muestra en la 1.7, como se decía anteriormente, se ve como está formada por inclusiones periódicas. Estos tipos, están teniendo gran auge debido a su fácil diseño, fabricación e implementación en dispositivos. Colocándola en la antena, nos permitirá mejorar su ganancia más de 3 dB.

Con esto concluimos la introducción y damos paso al siguiente capítulo.

2. DISEÑO DE SWA EN AIRE

En este segundo capítulo, estudiaremos, diseñaremos y analizaremos la antena cuando las ranuras están en aire.

Dividimos el capítulo en tres partes: una para hallar la curva de la conductancia y ver a que distancias podemos obtener los resultados que aparecen en la tabla 2, otra en la que haremos el diseño de la antena, y en la última nos centraremos en analizar los resultados obtenidos de las simulaciones.

2.1. Cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda

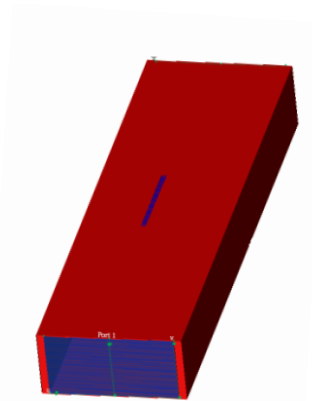


Figura 2.1: Diseño para el cálculo de las conductancias.

Ahora tenemos como principal objetivo hallar la gráfica de la conductancia. La conductancia es la parte real de la impedancia. Para el cálculo de esta gráfica, emplearemos el software de EMPro para obtener los datos, y nos apoyaremos en Matlab para dibujarla.

Una vez hecha la estructura de nuestra guía de onda que vemos en la figura 2.1 con su ranura cuyas medidas se detallan más adelante, procedemos a variar la distancia de la ranura, desde el centro (0 mm), hasta sus extremos (1.22 mm). Después de obtener todos los datos del S11, tanto la parte real como imaginaria, aplicamos la fórmula de aproximación de la conductancia normalizada [6]:

$$G = \frac{-2 * S11}{1 + S11} \quad (2.1)$$

Calculamos con Matlab dicha ecuación para cada uno de los datos a diferentes distancias. Y recordamos que solo nos quedaremos con la parte real, la imaginaria la ignoramos, aunque es importante ver que es muy cercana a 0, ya que si es muy alta, sería una parte de reactancia, en la que perderíamos potencia. Y la ranura no se estaría comportando de una forma resonante.

Finalmente, aquí podemos ver la gráfica, comparándola con la conductancia que obtendríamos con la ecuación teórica (1.8):

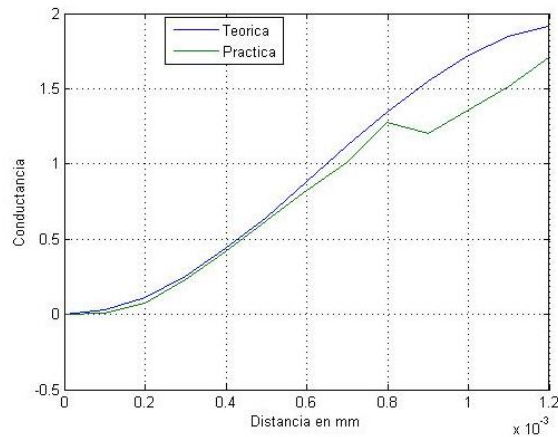


Figura 2.2: Comparación de las curvas de conductancia teórica y práctica.

Vemos como prácticamente, la conductancia es la misma. También se observa, un pequeño “fallo” en los datos para la distancia=0.9 mm, no nos pararemos mucho en destacarlo, ya que las distancias que nos interesaran estarán por debajo de esos valores.

Por último, como decíamos en el primer capítulo, nosotros hemos optado en elegir una distribución de Chebychev. Tenemos que mirar en nuestra gráfica, que distancias hacen que tengamos tales conductancias que son las que tenemos en la tabla 1.2. Como las conductancias están entre 0.05 y 0.2 haremos un análisis más exhaustivo para las distancias que corresponden a dichas conductancias, esto será para tener una mayor resolución en la gráfica, y poder trabajar con más exactitud. Esta es la gráfica que obtenemos:

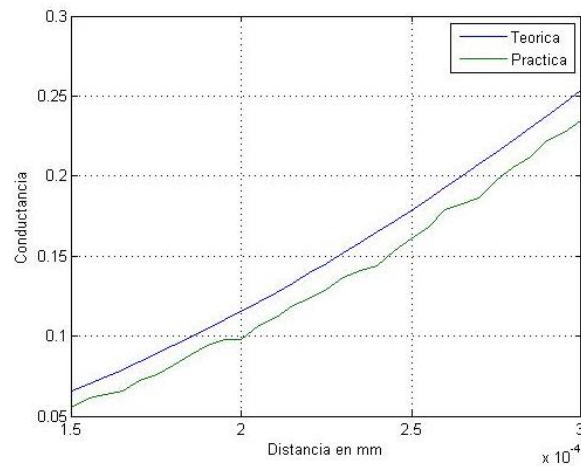


Figura 2.3: Resultados con más resolución.

De la figura 2.3 se obtienen los valores de las distancias para cada una de las ranuras, las cuales se recogen en la tabla 2.1.

Nº Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Distancia (mm)	0.1655	0.1829	0.2458	0.2789	0.2789	0.2435	0.1829	0.1655

Tabla 2.1: Valores de distancias para cada ranura.

2.2. Diseño de SWA en aire

Una vez obtenidas las distancias de cada una de las ranuras, tendremos que dibujar nuestra antena. El esquema seguido será dejar un espaciado de media longitud de onda de la guía ($\frac{\lambda_g}{2}$) desde una ranura a otra, y la octava ranura estará a un cuarto de longitud de onda de la guía ($\frac{\lambda_g}{4}$) del cortocircuito que colocaremos en el extremo final de la guía. El cortocircuito hará que retorne la onda, y se creará una onda estacionaria, las ranuras están situadas en donde se encuentran los máximos de nuestra onda.

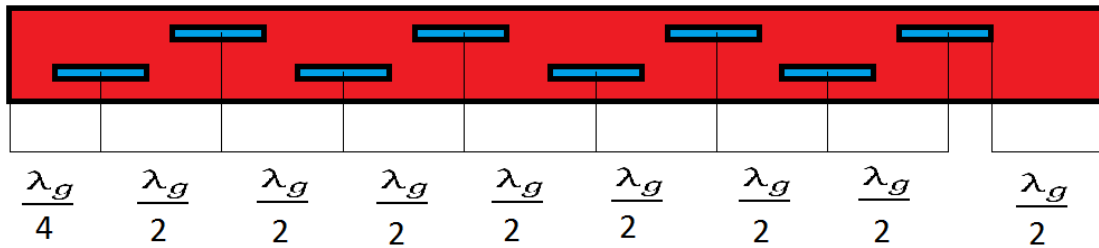


Figura 2.4: Esquema de la antena.

La separación de la primera ranura al principio de la guía no tiene que ser necesariamente ($\frac{\lambda_g}{2}$). Se puede poner cualquiera, pero la del final tiene que ser un cuarto de la longitud de onda en la guía. Las medidas de la antena las sacamos con Matlab y realizamos el diseño en EMPro, donde pondremos un sensor de campo lejano, y la simularemos.

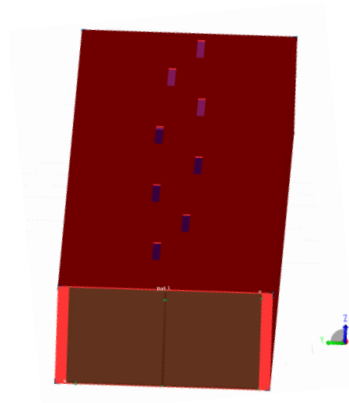


Figura 2.5: Diseño de la antena a simular.

La figura 2.5 muestra el diseño que simularemos, la distribución de cada ranura corresponde a la tabla 2.1. A continuación se comentaran los resultados obtenidos tras la simulación.

2.3. Resultados de simulación

Los datos más relevantes son el S11 y la ganancia. Se quiere que la antena este adaptada y tenga el nivel de S11 para la frecuencia de operación lo más bajo posible, a medida que este nivel es menor, más eficiente es la antena, ya que se refleja menos potencia, y mejor es la relación de onda estacionaria que se acerca a 1.

En cuanto a la ganancia, haremos 3 cortes, uno para ver el plano E, otro para el plano H y un tercer corte para ver la componente de la polarización cruzada (Cross-Polar).

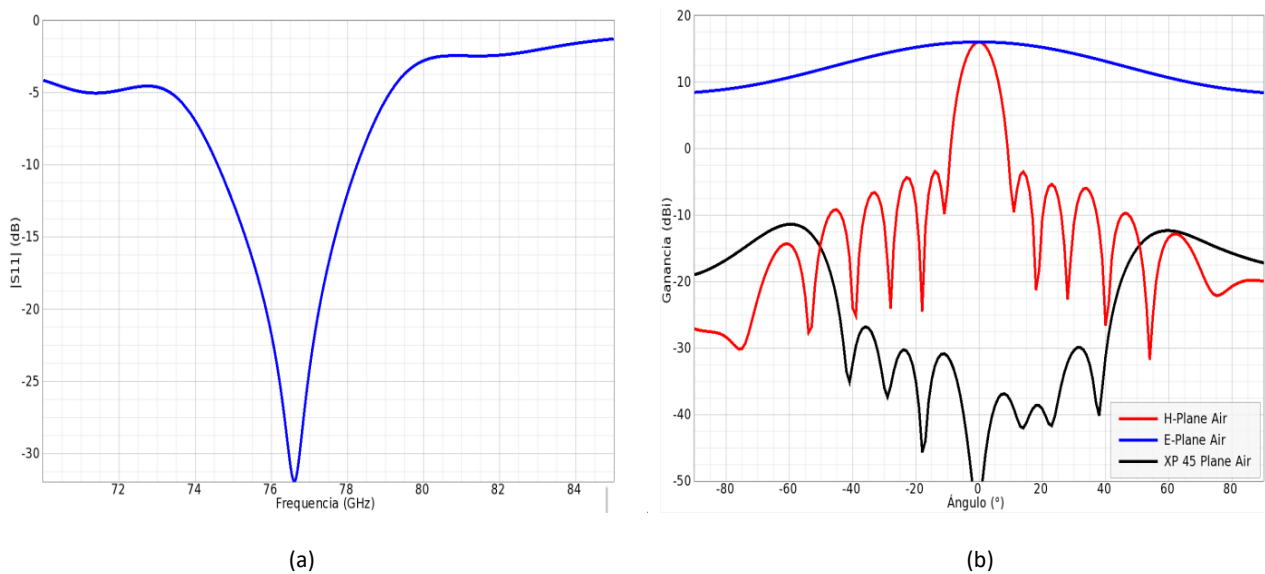


Figura 2.6: Izquierda: Respuesta del S11 en la banda de frecuencias 70-85 GHz; Derecha: Diagrama de radiación a la frecuencia de operación 76.5 GHz, planos E, H y Cross-polar.

Podemos observar en la figura 2.6 (a) el ancho de banda que tiene la antena, que es aproximadamente de 4 GHz. Vemos que la antena está adaptada correctamente, por lo que concluimos que hemos obtenido correctamente las distancias de cada ranura. En la figura de la derecha, 2.6 (b), se muestra la ganancia en los planos H, E y la componente cross-polar. Tenemos una ganancia de aproximadamente 16 dBi y una relación de lóbulo principal a secundario en el plano H de 20 dBi, tal y como cabría esperar, ya que el diseño está calculado para que sea así.

Se observa que los planos son asimétricos, esto se debe a que el área efectiva que se ve en el plano-E es menor al que se ve en el plano-H. Como consecuencia de esto, en el plano-H se tiene un haz más estrecho, y por tanto, más directivo. Y en el plano-E, por el contrario, tenemos un haz más ancho. Se ve que la componente cross-polar en el centro del diagrama alcanza su mínimo de 50 dB y conforme nos alejamos del centro, va aumentando.

A continuación se muestra el diagrama de radiación en 3D:

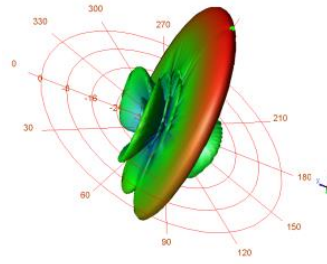


Figura 2.7: Diagrama de radiación en 3D.

Para concluir este segundo capítulo, tenemos que señalar que esta antena es físicamente imposible de realizar, ya que la capa de metal es muy fina, de unas 15 micras. Para poder realizarla, es necesario poner una capa de sustrato encima, para que se pueda realizar haciendo un proceso de fotolitografía, del que se hablará más adelante. Teniendo en cuenta las consideraciones nombradas, damos paso al siguiente capítulo.

3. DISEÑO DE SWA CUBIERTA CON DIELECTRICO

En esta parte, como se venía anunciando en la conclusión del segundo capítulo, añadiremos un sustrato dieléctrico a la guía de onda, de tal manera que se taparán las ranuras. El dieléctrico con el que trabajaremos será el Rogers_RT/Duroid5880, cuyas características se encuentran en [7]. El parámetro más relevante será la permitividad relativa y la tangente de pérdidas, $\epsilon_r=2,2$ y $\tan \delta = 0.009$.

Al añadir un dieléctrico en la parte superior de la guía de onda, donde se encuentran las ranuras, nos cambia la longitud de onda efectiva a la salida, ya que sabemos que la longitud de onda depende de la permitividad efectiva, y ahora la radiación no sale directamente al aire, sino que incide antes en el dieléctrico, por lo que habrá que tener especial atención en el tamaño de la ranura, debido a que está estrechamente relacionada con la longitud de onda.

En este capítulo, se seguirá el mismo esquema seguido en el capítulo anterior. Aunque como ya hemos dicho, deberemos variar nuestro tamaño de la ranura, para conseguir que la ranura sea resonante a la frecuencia que estamos trabajando.

3.1. Cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda cubierta con dieléctrico

El primer paso será diseñar la estructura que simularemos, será igual que la anterior, pero con una capa de 127 micras de sustrato Rogers_RT/Duroid5880.

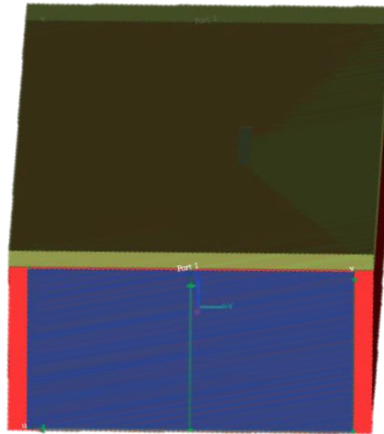


Figura 3.1: Diseño para el cálculo de las conductancias cuando se cubre de dieléctrico.

Ahora debemos buscar la longitud de ranura que nos proporcione una parte imaginaria cercana a cero. Para ello, simulamos el diseño de la figura 3.1. Hemos probado con 135, 140, 150, 155, 160, 165, 170, 175. En la figura 3.2 se observan los diferentes resultados obtenidos para cada longitud.

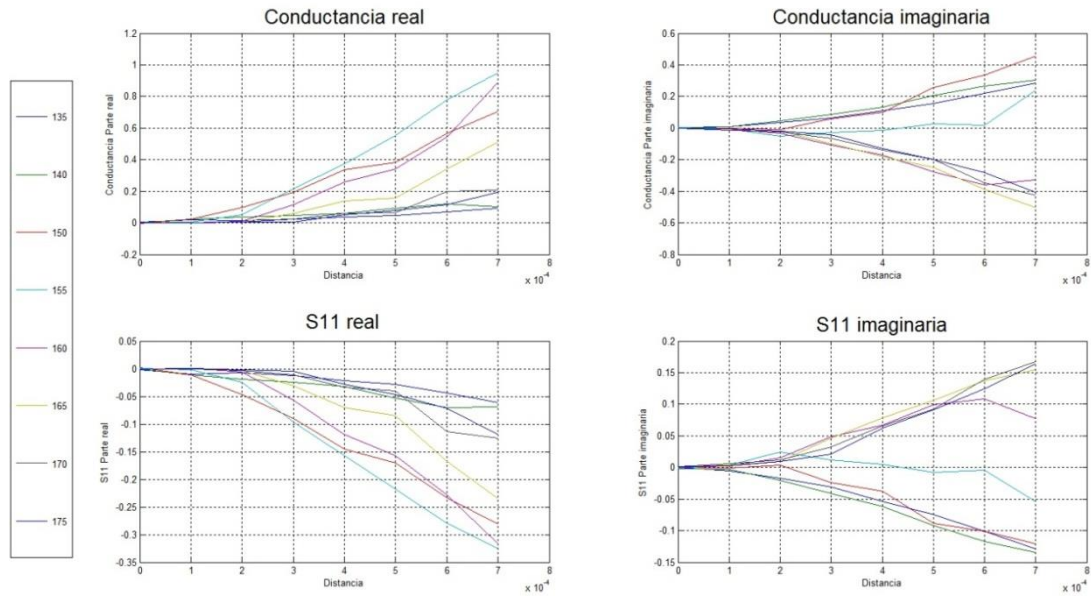


Figura 3.2: Resultados del S11 y conductancia para diferentes longitudes de ranura.

Se puede apreciar que la mejor longitud de ranura que debemos escoger se encuentra en torno a 1.55 mm, ya que para esa longitud se tiene que la parte imaginaria sea anula, por tanto se trabaja con una ranura resonante. En la figura anterior corresponde con la azul claro.

Una vez hallada la longitud, buscaremos que distancias necesitamos que cumplan las conductancias de la tabla 1.2. Como las conductancias están entre 0.05 y 0.2 haremos un análisis más exhaustivo para las distancias que corresponden a dichas conductancias, esto será para tener una mayor resolución en la gráfica, y poder trabajar con más exactitud. A diferencia del primer caso, ahora las distancias que tenemos que ir variando se encuentran un poco más alejadas. En la figura 3.3 se puede ver como ya no sirve usar la formula teórica 1.10, ya que solo es válida cuando la antena no se cubre con ningún material.

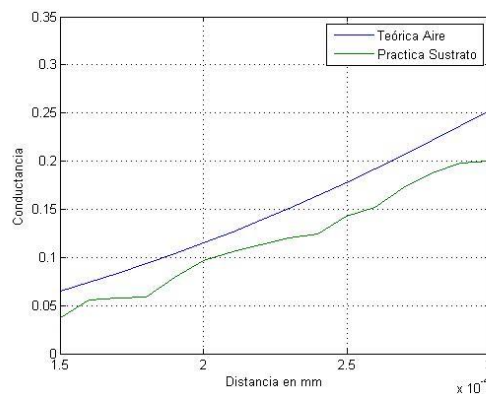


Figura 3.3: Resultado de la conductancia a una longitud de ranura de 1.54 mm comparada con la teórica.

De esta gráfica obtenemos el vector de las distancias para cada una de las ranuras. Las distancias se recogen en la tabla 3.1.

Nº Ranura	1	2	3	4	5	6	7	8
Distancia (mm)	0.1871	0.1938	0.2588	0.2886	0.2886	0.2588	0.1938	0.1871

Tabla 3.1: Valores de distancias para cada una de las ranuras.

3.2. Diseño de SWA cubierta con dieléctrico

Una vez obtenidas las distancias para cada una de las ranuras, realizaremos la estructura siguiendo el esquema de la figura, en EMPro y simularemos. El diseño se muestra en la figura 3.4.

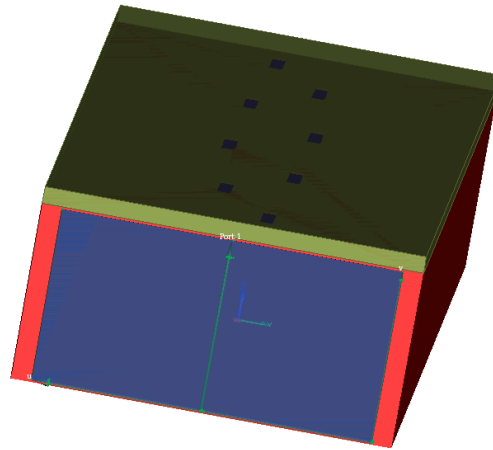


Figura 3.4: Diseño de la antena cubierta con el sustrato Rogers 5880.

3.3. Resultados de simulación

Una vez simulado, mostramos los resultados más relevantes, que son similares a los que se obtuvieron para el caso de la antena con ranuras en aire.

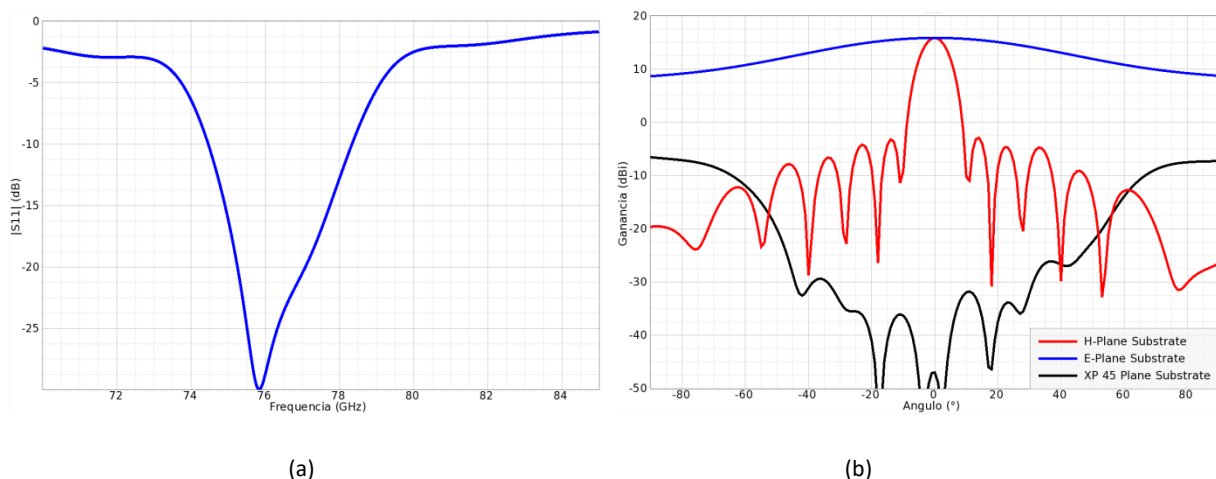


Figura 3.5: Izquierda: Respuesta del S11 en la banda de frecuencias 70-85 GHz; Derecha: Diagrama de radiación a la frecuencia de operación 76.5 GHz, planos E, H y Cross-polar.

En la figura 3.5 (a), se observa el ancho de banda que tiene la antena, es aproximadamente de 4 GHz, similar al que se obtenía sin cubrir la antena con el dieléctrico. En la otra figura 3.5 (b) se ve la ganancia para los planos H, E y la componente cross-polar. Se tiene una ganancia de aproximadamente 16 dBi, no ha cambiado prácticamente nada respecto a la

ganancia sin el dieléctrico, y finalmente se comprueba que la relación de lóbulo principal a secundario es de 20 dB, tal y como cabría esperar, ya que el diseño está calculado para que sea así. Como se comentaba en el anterior capítulo, los diferentes planos no son simétricos, es decir, no son iguales, esto es debido a que es diferente lo que se ve para el plano E y H. En el plano H, el área de la antena es mucho mayor, por lo que da como resultado un haz más estrecho. Mientras que en el plano E, tenemos un área menor, por lo que se obtiene un haz más ancho.

A continuación se muestra el diagrama de radiación en 3D:

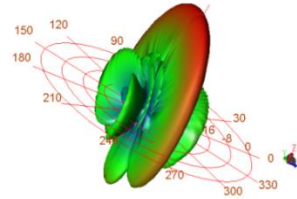


Figura 3.6: Diagrama de radiación en 3D cuando la antena está cubierta con dieléctrico.

3.4. Coeficiente de acoplo entre las antenas

Un parámetro que hay que añadir, es el coeficiente de acoplo. Como bien indica su nombre, mide la cantidad de potencia que se transfiere de una antena a otra, es decir, el acoplo, y es de gran importancia cuando se trabaja con arrays de antenas. El esquema seguido para su cálculo, consiste en poner una antena similar a la de la figura 3.4, y colocarla próxima a ella, luego ir variando esa distancia, y obtener el S12 o S21, que serán iguales.

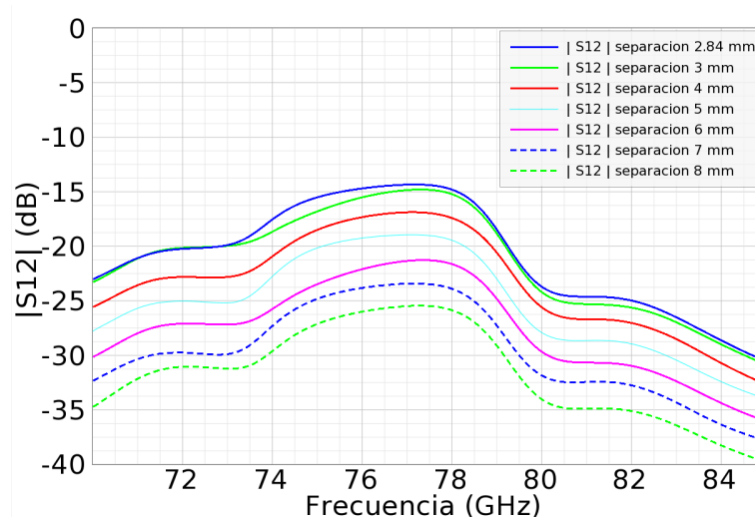


Figura 3.7: Coeficiente de acoplo con diferentes separaciones.

En la figura 3.7 se muestran los resultados del S12, este parámetro nos proporciona la potencia que del puerto 2, es decir, la potencia de la segunda antena, se introduce por el puerto 1, es decir, lo que recibe la primera antena. Se observa que a medida que la separación se va haciendo mayor, la potencia que se recibe es menor, tiene sentido, ya que las antenas están más alejadas.

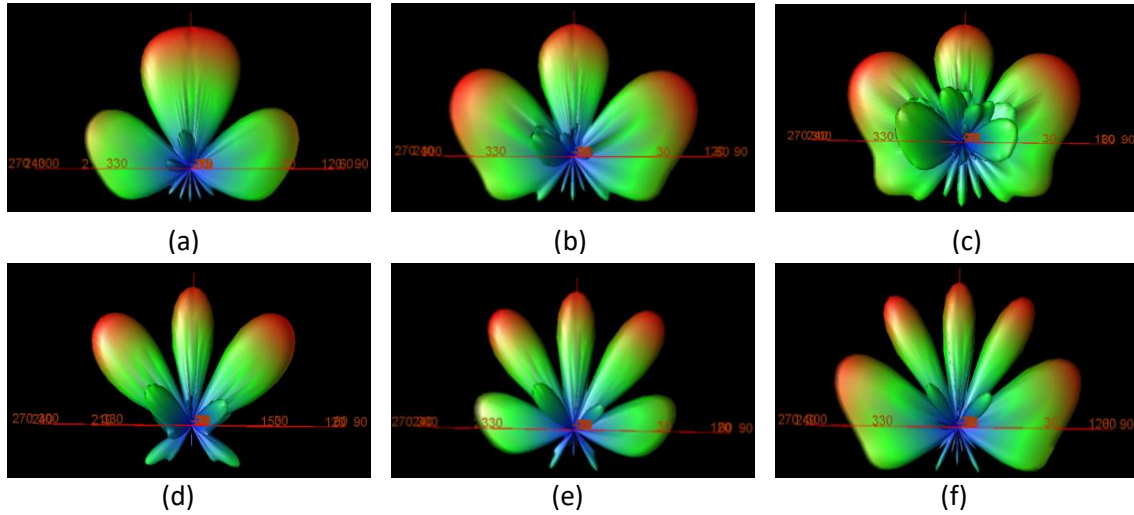


Figura 3.8: Diferentes diagramas de radiación en función de la separación; (a): 3 mm; (b): 4 mm; (c): 5mm; (d): 6 mm; (e): 7 mm; (f): 8 mm;

En la figura 3.8 se observa lo que cabe esperar cuando se trabaja con agrupaciones de antenas. Debido a la separación, el margen visible cambia, aumenta conforme la separación se va haciendo más grande, como consecuencia directa de esto, aparecen otros máximos de radiación, denominados lóbulos de difracción.

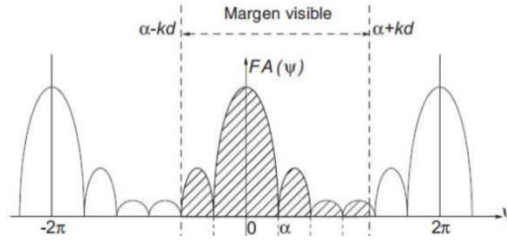


Figura 3.9: Ventana del margen visible.

Si tomamos que la fase progresiva (α) es cero, se tiene centrada la ventana del margen visible, y aparecerán los máximos cuando:

$$2 K d \geq 4\pi \quad (3.1)$$

Desarrollando la condición 3.1 para que existan lóbulos de difracción:

$$2 \frac{2\pi}{\lambda} d \geq 4\pi$$

$$\frac{d}{\lambda} \geq 1$$

Se llega a que la distancia mínima de separación para que aparezcan los lóbulos de difracción deberá ser igual o superior a la longitud de onda. En la figura 3.8 (b) se empiezan ya a ver unos lóbulos más definidos, y a partir de ahí se va agrandando el margen visible hasta que en (f) tenemos una separación de 2 longitudes de onda, lo que origina tener otros dos máximos más que antes.

4. DESIGN OF SWA COVERED WITH METAMATERIAL

We just saw what happened when we added a layer of substrate to the antenna; Now we are ready to place the metasurface, which is composed of a series of dipoles and horizontal strands within our dielectric.

As in the previous chapters, we have to calculate the graph of conductance, since once the structure has been changed again, the conductance will also change. Therefore, it is necessary to make a scanning of distances from the slot, and obtain the distances that comply with Table 1.2, which is what will allow us to get a distribution of Chebyshev.

4.1. Description of the metasurface

The metasurface used in this work is schematically depicted in the figure 4.2. It consists of three layers of grids. The first and third grids consist of parallel short dipoles, while the second grid consists of continuous thin wires. Under normally incident plane-wave excitation, at the resonant frequency, out-of-phase currents are induced in the pairing dipoles seated in layers 1 and 3. Thanks to the proximity of the dipoles, a closed loop is formed which creates strong magnetic dipole moments that produce radiation. As a consequence, a transmission window appears. To widen the passband, a grid of solid wires is placed in between the dipole grids. Owing to the in-phase oscillation of the metasurface inclusions, a uniform illumination is obtained when a source is placed in its vicinity. In this case, the source is a slot. [8]

The dimensions of the metasurface have been adjusted so that it works around 77 GHz, see in the figure 4.2. The dielectric material is the same as the one used in the chapter 3, Rogers RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$ $\tan\delta = 0.009$). The metal cladding is $17\mu\text{m}$ thick.

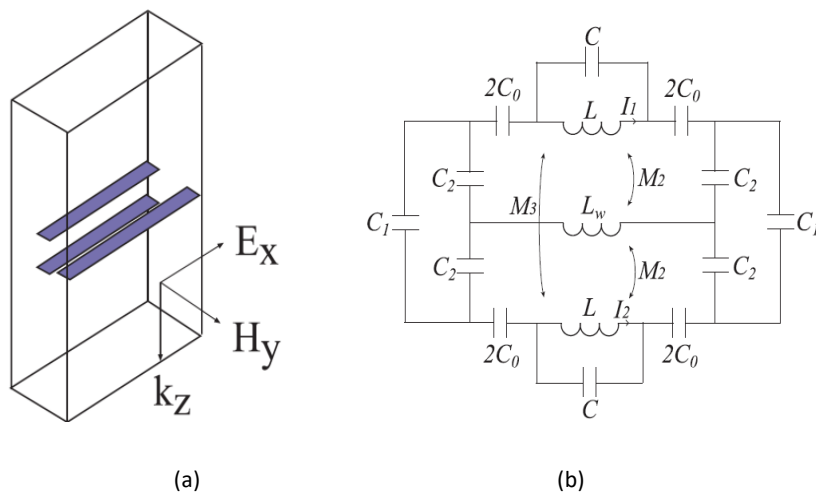


Figure 4.1: (a): Unit cell of the metasurfaces. (b): Equivalent circuit of the unit cell. [8]

The arrangement of the metasurface using the unit cell of Figure 4.1 (a) will be as follows:

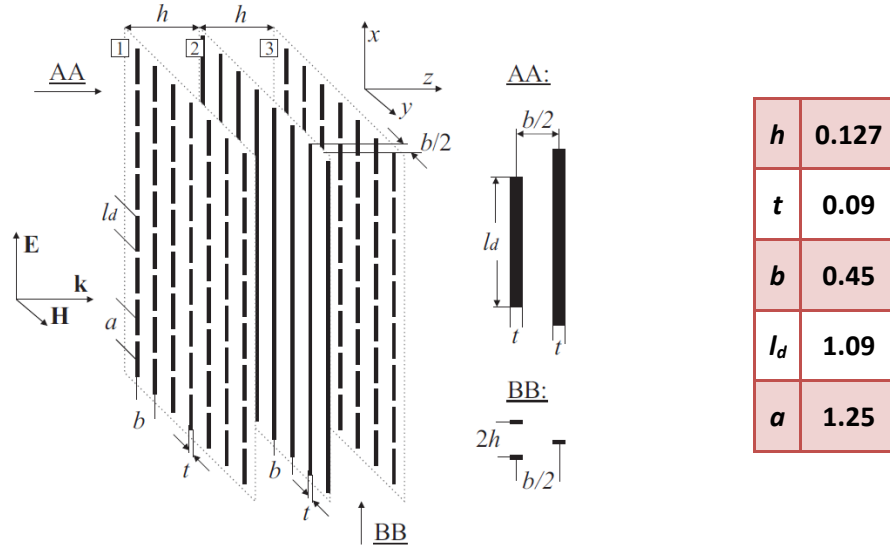


Figure 4.2: Left: Schematic drawing of the metamaterial used with indications of its main parameters. Right: Dimensions of the metasurface in millimeters. [8]

The metasurface is placed in a way that it is aligned and the centre of the slot is located into the gap of the dipoles, as shown below in Figure 4.3. The orientation is due to the fact that in the slot an electric field will appear from side to side, that will travel through the substrate and that they affect in a parallel way in the dipoles, what will stimulate the dipoles and create magnetic fields around them. As explained above, a closed loop is formed between the dipoles located in layers 1 and 3, and a moment is created.

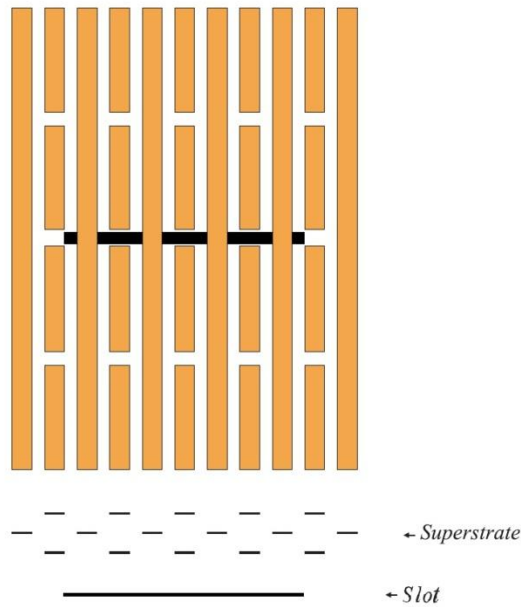


Figure 4.3: Configuration of the metasurface and position of the slots, seen from above and from the front.

4.2. Calculation of the conductance of a groove in covered waveguide with metasurfaces

Due to some aspects of the manufacture, we have calculated the conductance with different thicknesses of the metallic layer of the antenna: 15 and 2 microns. This is so, since the photolithography process that we will perform gives better results if the layer is thinner.

The design of the structure to calculate the conductance will be similar in both cases; we will only change the thicknesses of the layers.

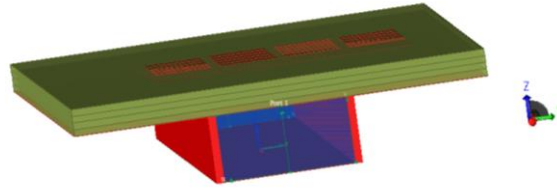


Figure 4.4: Structure for the conductance calculation.

4.2.1. Calculation of the conductance for a thickness of 15 μm

Varying the distances and with the help of Matlab, we obtain the following graph:

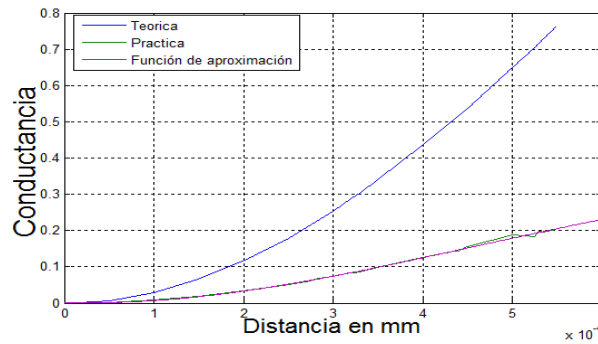


Figure 4.5: Results of conductance as a function of distance.

From there we get the distances for each slot. We opted to use approximations in matlab, which, using the data we have, it interpolates and gives us an approximation curve. The theoretical curve that is seen is the conductance for each distance if only the antenna without substrate and metasurface were used.

The layout of the slots that comply with Table 1.2 and therefore allow us to work with a Chebyshev distribution, will be the following:

Nº Slot	1	2	3	4	5	6	7	8
Distance (mm)	0.295	0.335	0.453	0.535	0.535	0.453	0.335	0.295

Chart 4.1: Distance values for each slot. Thickness of 15 microns.

4.2.2. Calculation of the conductance for a thickness of 2 μm

Obtaining the data, we draw the graph of conductance, but we see that the imaginary part of the conductance is almost the same order of magnitude as the real one and we are not interested in that, since the slot has an inductive behaviour that worsens the characteristics, so it is advisable that this imaginary part is the closest to zero. If we look carefully, in the chapter in which the antenna covered only by substrate is studied, we looked for the length of slot that gave the imaginary part null. The same thing will be done now. These graphs show the values for slot lengths of 1.59, 1.6, 1.65 and 1.7 mm.

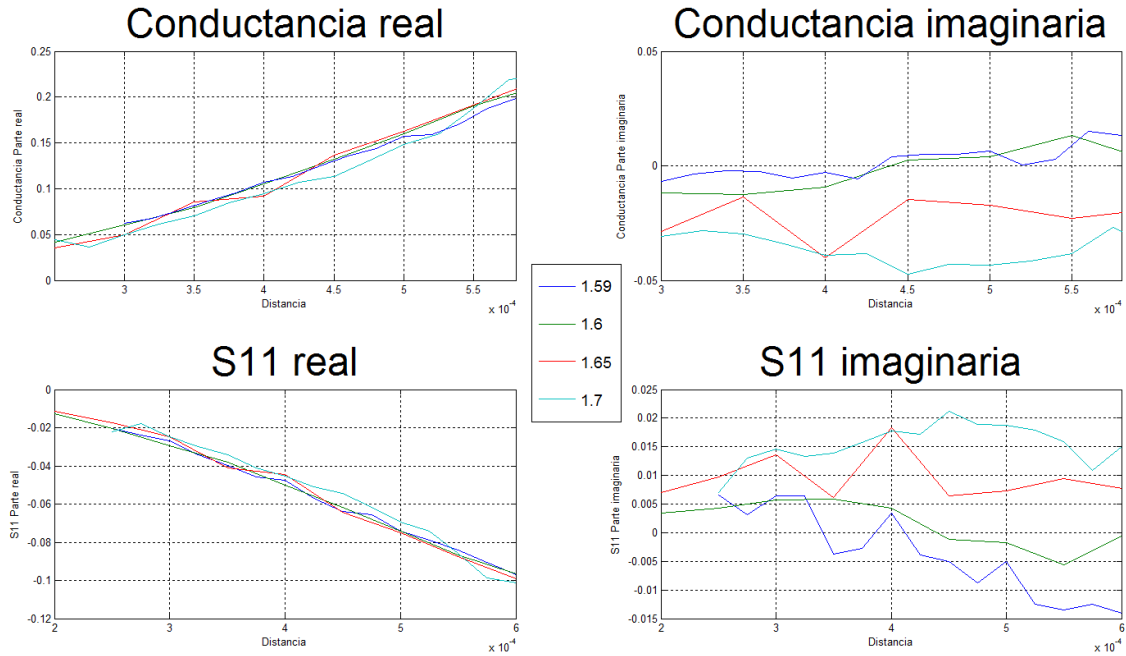


Figure 4.6: Results of S11 and behaviour for different slot lengths...

We can see that for the length of 1.59 mm the imaginary part is near zero, and it will be the length of slot that we will use for the design.

Now we get the distances that comply with the table:

Nº Slot	1	2	3	4	5	6	7	8
Distance (mm)	0.319	0.364	0.499	0.580	0.580	0.499	0.364	0.319

Chart 4.3: Distance values for each slot. Thickness 2 microns.

If the results of the distances obtained for thickness are compared in chart 4.2 and 4.3, a change of distances is observed. The thinner the groove layer, the more they are away from the centre. On the contrary the thicker, the grooves are somewhat closer to the centre.

4.3. Design of SWA covered with metasurface

Once the distances are obtained, we proceed to draw the structure of the antenna. Because of its large size, in terms of wavelength, we will use a more powerful computer that allows us to do the simulation. The design of Figure 4.7 will be simulated as shown below.

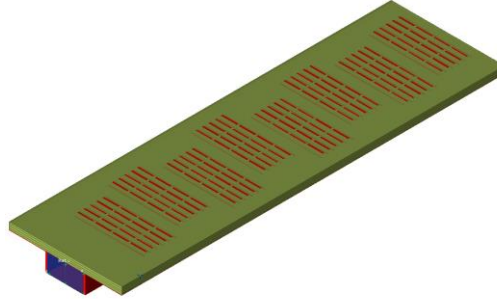


Figure 4.7: Design of the antenna covered with the metasurface.

As we said, the design of the structure will be similar, changing the thickness and the distances of the slots to get the correct adaptation. Since the conductance changes by a certain distance if we have a thickness of 2 or 15 microns.

4.4. Results of simulation

Next, we will see the results of the 2 antennas, with thickness of 15 and 2 microns respectively.

4.4.1. Results Antenna 15 microns

The following figures show the results obtained after simulating the design of figure 4.7.

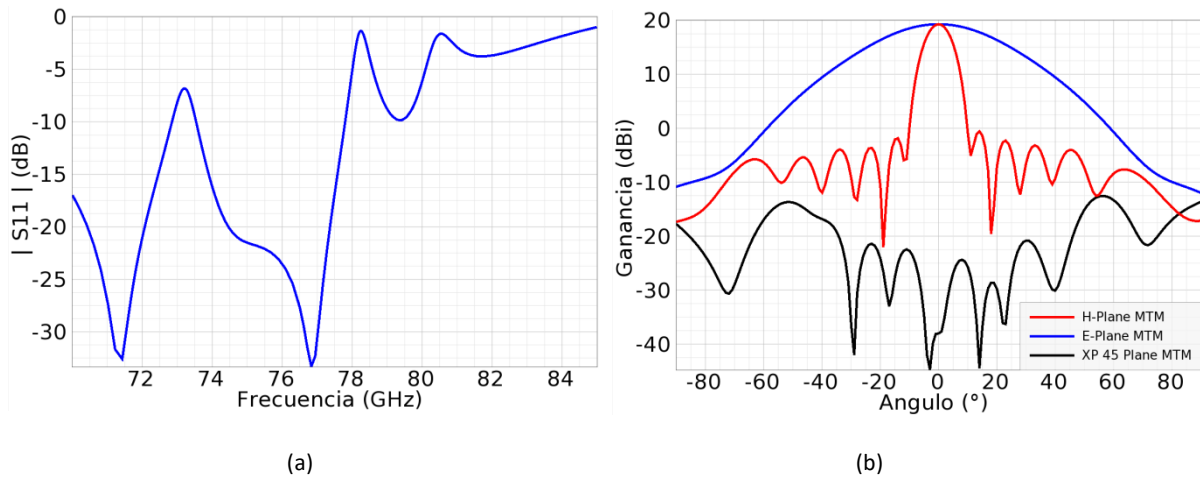


Figure 4.8: Left: S11 response in the 70-85 GHz frequency band; Right: Radiation diagram at the operating frequency 76.5 GHz, E, H and Cross-polar planes. Thickness of 15 microns .

As it can be seen in Figure 4.8 (a), we still have the same bandwidth as in the other cases. We can see how the radiation diagram, (figure 4.8 (b)) has changed, with respect to the previous designs. Plane E has narrowed, thanks to the increase of the effective area when using the metasurface, and has obtained 3 dB more gain with respect to the previous designs. Its relation from main to secondary lobe ratio is still maintained at 20 dB, so we conclude that the Chebyshev distribution mentioned in Table 1.1 is being correctly followed. Figure 4.9 shows the radiation pattern seen in three dimensions, comparing it with the diagrams in Figures 2.7 and 3.6 shows a remarkable difference with respect to the plane E, which, as we have just said, is much narrower.

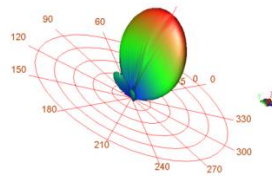


Figure 4.9: Radiation diagram in 3D. Thickness of 15 microns.

4.4.2. Results Antenna 2 microns

After performing the simulation and analyzing the results for the thickness of 15 microns, we show the results for the thickness of 2 microns. As already mentioned before, we still have the same bandwidth, and the only major difference from the previous results is that the gain has been observed to have reached 20 dBi. That is, when the thickness of the layer is decreased, the gain is increased.

One thing to keep in mind when decreasing the thickness has been the calculation of the skin effect, since if a minimum thickness is not met; the antenna would not function properly.

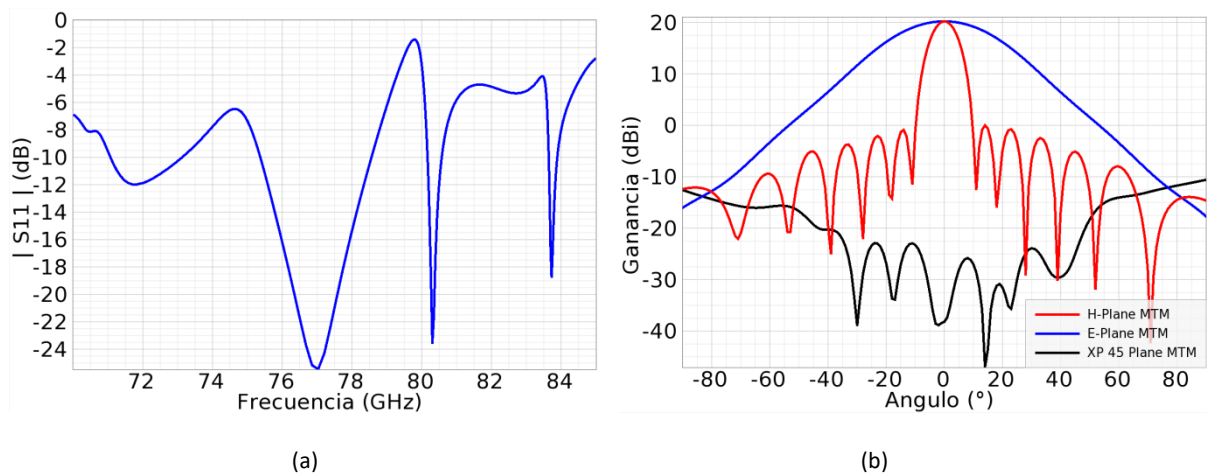


Figure 4.10: Left: S_{11} response in the 70-85 GHz frequency band; Right: Radiation diagram at the operating frequency 76.5 GHz, E, H and Cross-polar planes. Thickness 2 microns .

Finally, we show the radiation diagram, where we can see that in the E plane, it is much narrower, compared to Figure 4.9.

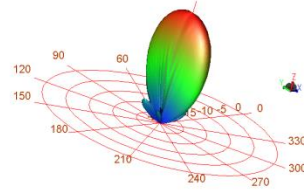


Figure 4.11: Radiation diagram in 3D. Thickness of 2 microns.

An important consequence when adding the metasurfaces is the adjustment of the distances of the slots to achieve an adequate adaptation, because the adjacent grooves interacted with each other, affecting the conductance, as a result, it has been very difficult to achieve a good adaptation as shown in Figures 4.8 (a) and 4.10 (a).

As we have already mentioned, the use of the metasurfaces in the antenna has a very noticeable effect, and will be discussed and compared in more detail in chapter 6.

4.5. Coefficient of coupling between antennas

As in the previous chapter, where we studied the coupling coefficient for the antenna covered with substrate, now we will proceed to do the same with the antenna covered with the metasurface. The coupling coefficient measures the amount of power transferred from one antenna to another, and as discussed in the previous chapter, it is of great importance when working with antenna arrays. In Figure 4.10 we can see how the coupling coefficient varies as the separation distance varies.

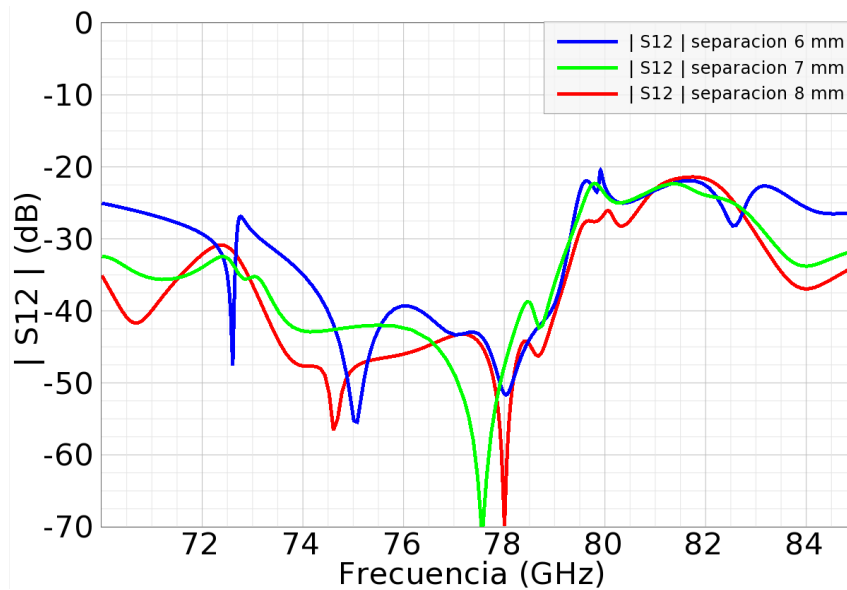


Figure 4.12: Coefficient of coupling with different separations...

Comparing Figure 4.12 with Figure 3.7, and looking at the results obtained when we have a separation between 6 mm and 8 mm, we can affirm that the antenna with metasurfaces when working forming an array ,has a lower coupling coefficient.

In Figure 4.13 See how a measure that the separation distance is enlarged, the lobes of the diffraction increase. It has begun with a separation of 6 mm until reaching 8 mm

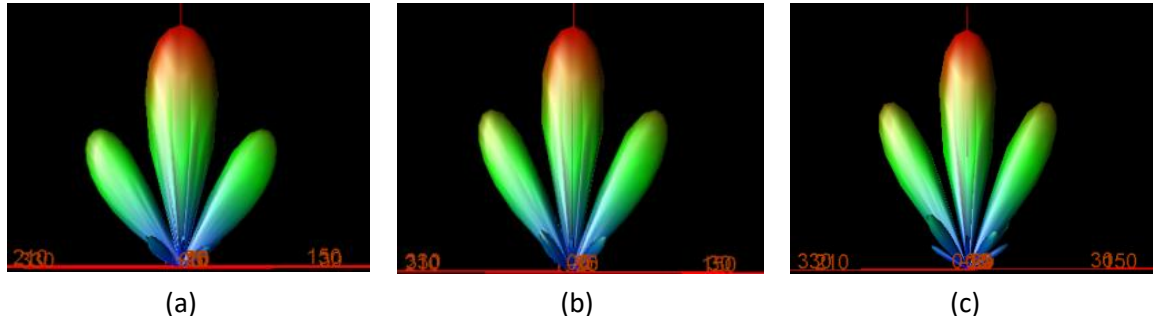


Figure 4.13: Radiation diagrams with different levels of separation; (a): 6 mm; (b): 7 mm; (c): 8mm;

The reason why we have not started with a smaller separation is because of the size of the wires, which is 5 mm, so they would overlap with those of the contiguous antenna, so the minimum separation between antennas is greater than 5 mm, which means that we will automatically have diffraction lobes since, as explained in figure 3.9 together with condition 3.1, the minimum distance for the appearance of the "grating lobes" is a wavelength, which in this case is being fulfilled.

Looking at the results so satisfactory studied and analyzed throughout this chapter, it is decided to manufacture the antenna, for both thicknesses, and it is passed to the next chapter.

5. DISEÑO, FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE LA ANTENA

Ya hemos visto el comportamiento de nuestra antena en diferentes situaciones, como podemos comprobar, el uso del metamaterial supone una mejora significativa.

Procederemos a comprobar si experimentalmente se consiguen los resultados esperados. Comenzamos a diseñar y fabricar la antena. Remarca que al tratarse de una antena de alta frecuencia, el proceso de fabricación debe ser muy preciso si queremos evitar errores. A continuación se detallan los pasos en los que se divide la fabricación de nuestra antena:

5.1. Diseño y simulación en EMPro

Debemos realizar un diseño que tenga en cuenta los tamaños de las tuercas, las cabezas de los tornillos, los pines de alineamiento y el flange. Si no tenemos en cuenta estos aspectos que parecen tan nimios, podríamos llevarnos sorpresas a la hora de estar montando la antena, y que no entren los tornillos, o las tuercas se solapen.

Teniendo estas consideraciones, el diseño de nuestra antena queda así:

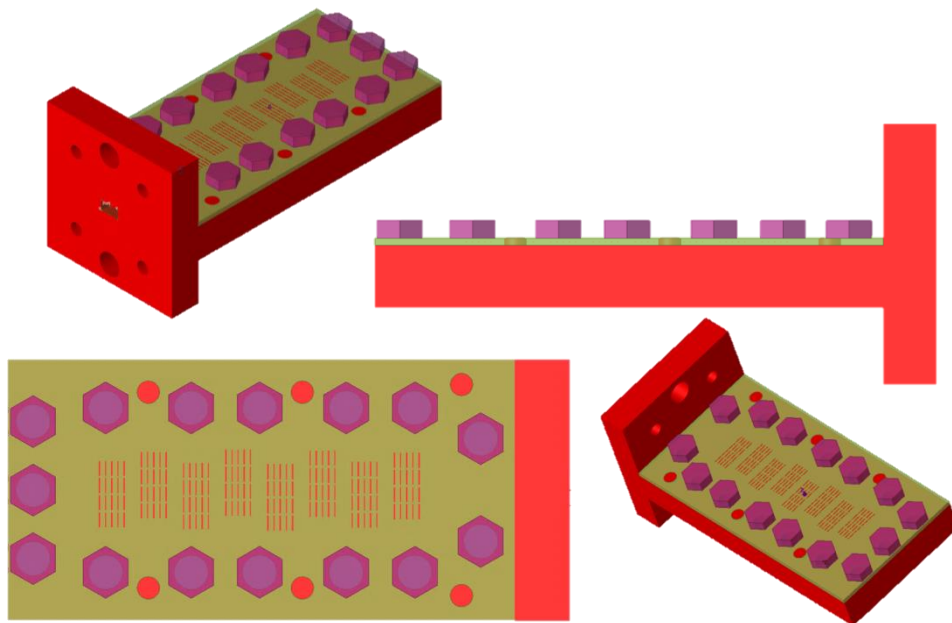


Figura 5.1: Diferentes vistas del diseño final de la antena.

Teniendo ya hecho el diseño en EMPro, simularemos toda la estructura, para comprobar que el resultado es similar al visto anteriormente. Los resultados que se muestran a continuación corresponden a la antena con grosor de 15 micras.

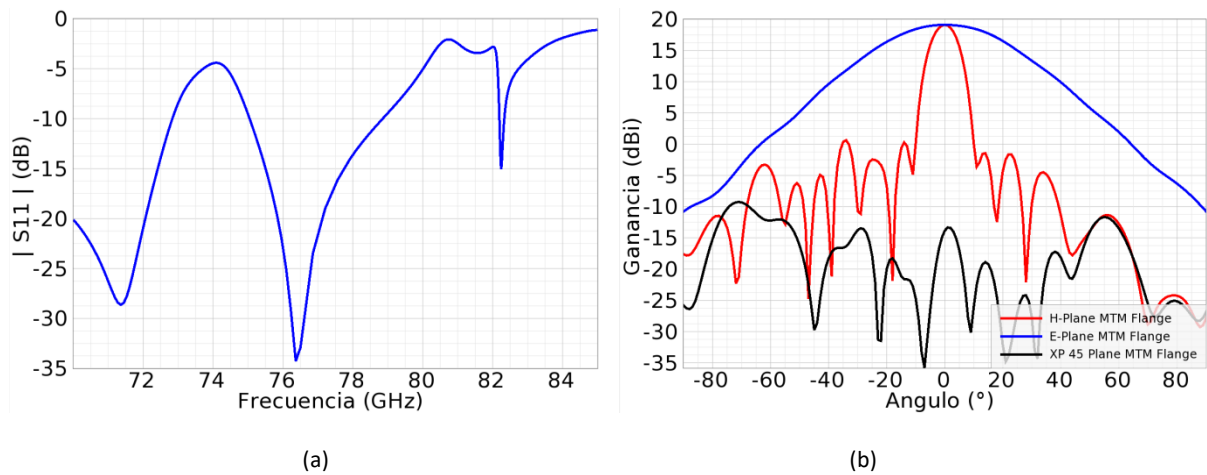


Figura 5.2: Izquierda: Respuesta del S11 en la banda de frecuencias 70-85 GHz; Derecha: Diagrama de radiación a la frecuencia de operación 76.5 GHz, planos E, H y Cross-polar.

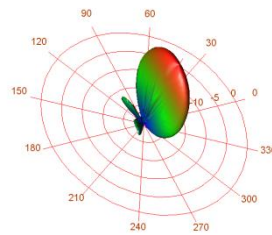


Figura 5.3: Diagrama de radiación en 3D.

Se observan como los resultados no han variado casi nada con respecto a la figura 4.6. Como se señalaba en el subcapítulo: “cálculo de la conductancia de una ranura en guía de onda cubierta con metasuperficie”, debido al proceso de fabricación se construirá la antena para el grosor de 2 micras, por lo que cambiamos el grosor y se vuelve a simular el diseño 5.1.

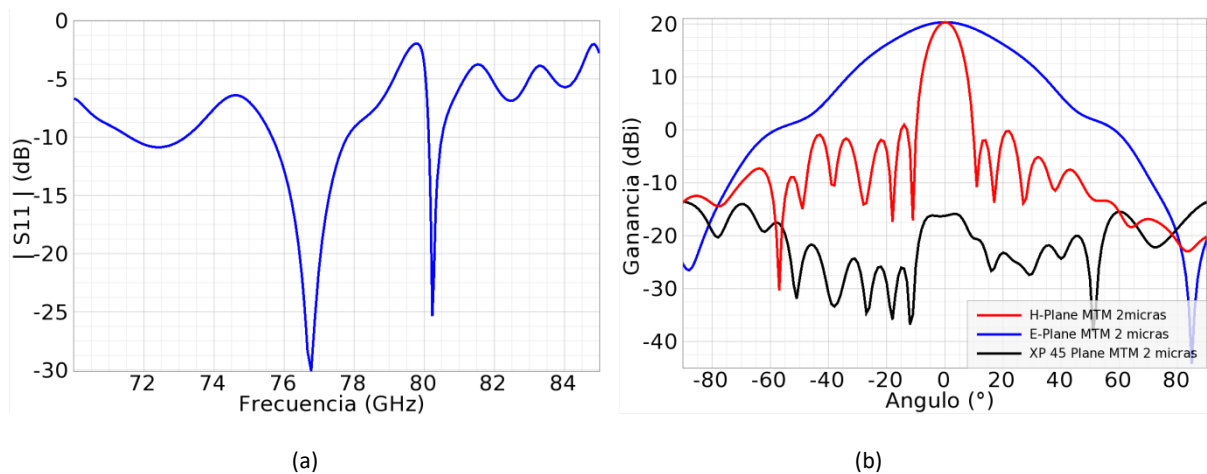


Figura 5.4: Izquierda: Respuesta del S11 en la banda de frecuencias 70-85 GHz; Derecha: Diagrama de radiación a la frecuencia de operación 76.5 GHz, planos E, H y Cross-polar. Para grosor de 2 micras.

5.2. Fabricación, caracterización y montaje

5.2.1. Estructura metálica

La construcción de la estructura metálica la llevará acabo el grupo de i.materialise de Materialise NV. En el anexo II, se detalla cómo se realiza el proceso de la fabricación.

Este sería el diseño que se mandaría a construir a i.materialise:

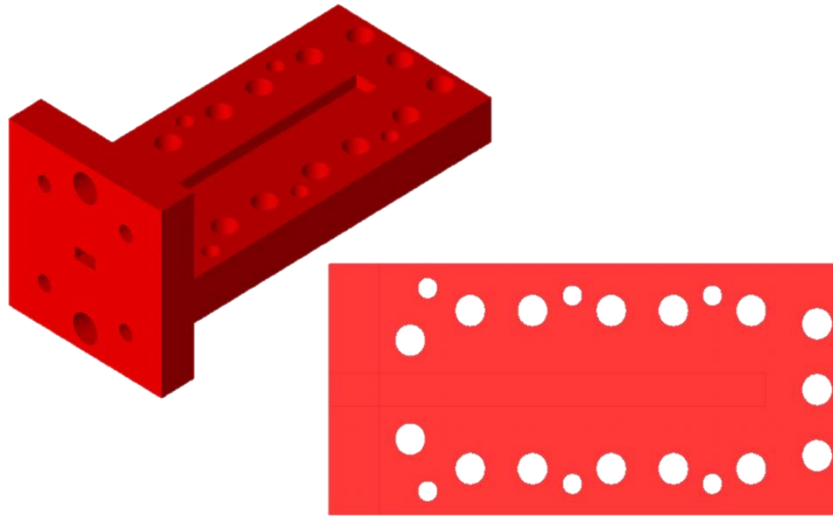


Figura 5.5: Diseño de la estructura.

Aquí se ve la antena ya construida:

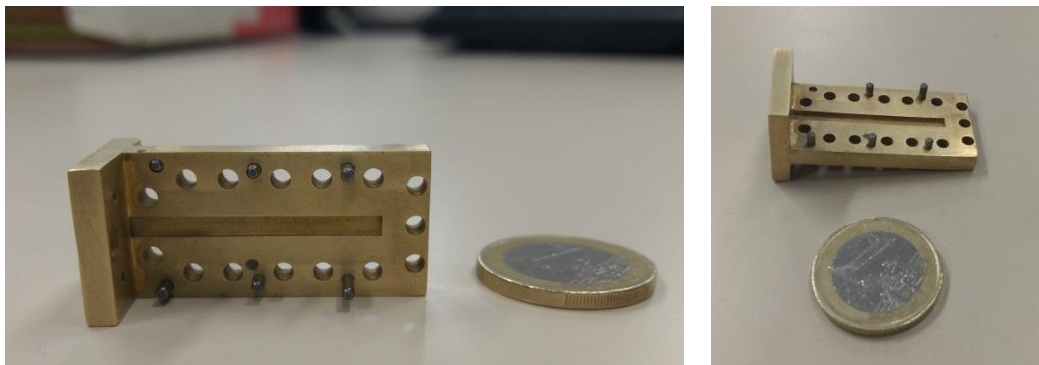


Figura 5.6: Fotografías desde diferentes perspectivas de la estructura realizada por i.materialize.

Una vez tengamos la estructura, se procede a la caracterización de las medidas de la estructura, obtenidas con el microscopio. En la tabla 5.1 se contemplan las medias de los datos obtenidos, comparando las medidas con las dimensiones teóricas. Concluimos que está bien fabricada, aunque con algunas pequeñas diferencias, que pueden deberse a que la fabricación tiene una precisión media de un 2%, como se ve en la tabla del anexo II, y también al microscopio usado, que tiene un límite de precisión, y una resolución menor de 1 micra. Aunque este último tampoco afecta mucho.

En la figura 5.7 se muestran algunas partes de la estructura metálica vista al microscopio.

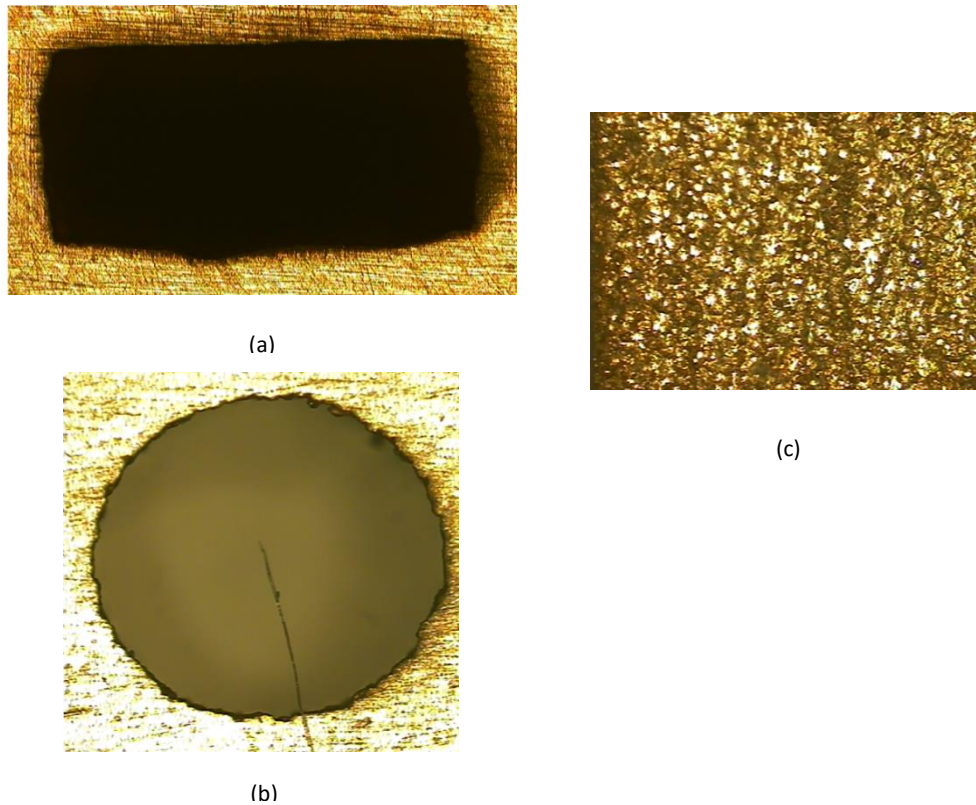


Figura 5.7: Imágenes tomadas en el microscopio, arriba a la izquierda (a): Entrada de la guía de onda; Abajo (b): Uno de los orificios para los pines de alineamiento; A la derecha, centrada (c): Fondo de la guía.(Se ve que es rugoso).

	Media	Teórica
Medida del ancho de nuestra guía	2.5615 mm	2.57 mm
Longitud de la antena (sin flange)	30.935 mm	31 mm
Radio de los tornillos	1.228 mm	1.25 mm
Radio de los pines	0.8174 mm	0.825 mm
Elipticidad de los pines	1.0222	1
Altura de nuestra guía en el flange	1.346 mm	1.27 mm
Ancho de nuestra guía en el flange	2.585 mm	2.57 mm
Radio pin en el flange	0.8236 mm	0.825 mm

Tabla 5.1: Medidas de la estructura metálica.

5.2.2. Máscaras

Las máscaras de las capas de arriba del sustrato con los dipolos e hilos que formarán la metasuperficie se realizarán en PhotoData. Mediante el uso de las máscaras, se realizará un proceso de fotolitografía (Ver Anexo I) en la sala limpia del edificio de I+D de la Universidad.

En un primer momento, se quería realizar la capa de las ranuras y el metal de la metasuperficie con un grosor de entre 15 y 17 micras, debido a que el proceso de fabricación por el que se había optado era el “etching”, éste, consiste en quitar metal en las zonas donde no se le ha aplicado una protección. Se disponía de dieléctrico Rogers de grosor de 127 mm recubierto con una capa metálica de 17 micras, y lo que se haría era quitar el metal donde estaban las ranuras, y donde no estaba la metasuperficie. Pero debido a que este proceso no tiene tan buenos resultados como la fotolitografía, se descartó y se propuso el ya mencionado, y que nos limita el grosor del metal a 2 micras.

Hay que mandar unos ficheros Gerber para que nos construyan las máscaras. Para ello tenemos que exportar nuestro diseño a HFSS y de ahí, coger solo las capas para el eje XY con Z=0 y exportarlas como DXF, para poder abrirlas en autoCAD.

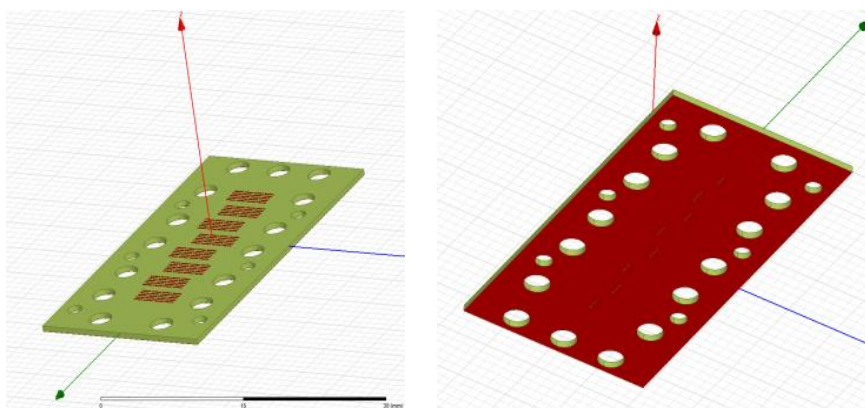


Figura 5.8: Capas vistas en HFSS listas para exportar a AutoCAD.

Con las capas en AutoCAD, ahora solo queda ponerlos en formato Gerber y mandarlas a fabricar. En la figura 5.9 de la derecha se observan las máscaras ya enviadas.

Una vez que recibamos las máscaras, usaremos fotoresina positiva como indicamos en el anexo, esto hará que en las partes blancas de la máscara (las que dejan pasar la luz) la resina se ablande y se pueda quitar con una disolución, para luego realizar el sputtering y se deposite el metal. Es decir, las zonas blancas se quedarán metalizadas, y las zonas negras no.

Acabado todo el proceso, se procede a caracterizar y medir en el microscopio los resultados. Como se comentaba cuando caracterizábamos la estructura metálica, el microscopio tiene un pequeño error, y también existen errores al llevar acabo la fotolitografía, porque puede que no se haya incidido la luz correctamente, puede que la resina no se haya quedado fija en el sustrato, o puede que se vayan partes de metal de donde no deben irse, aunque vemos en la tabla 5.2 que las medidas obtenidas son similares a las teóricas.

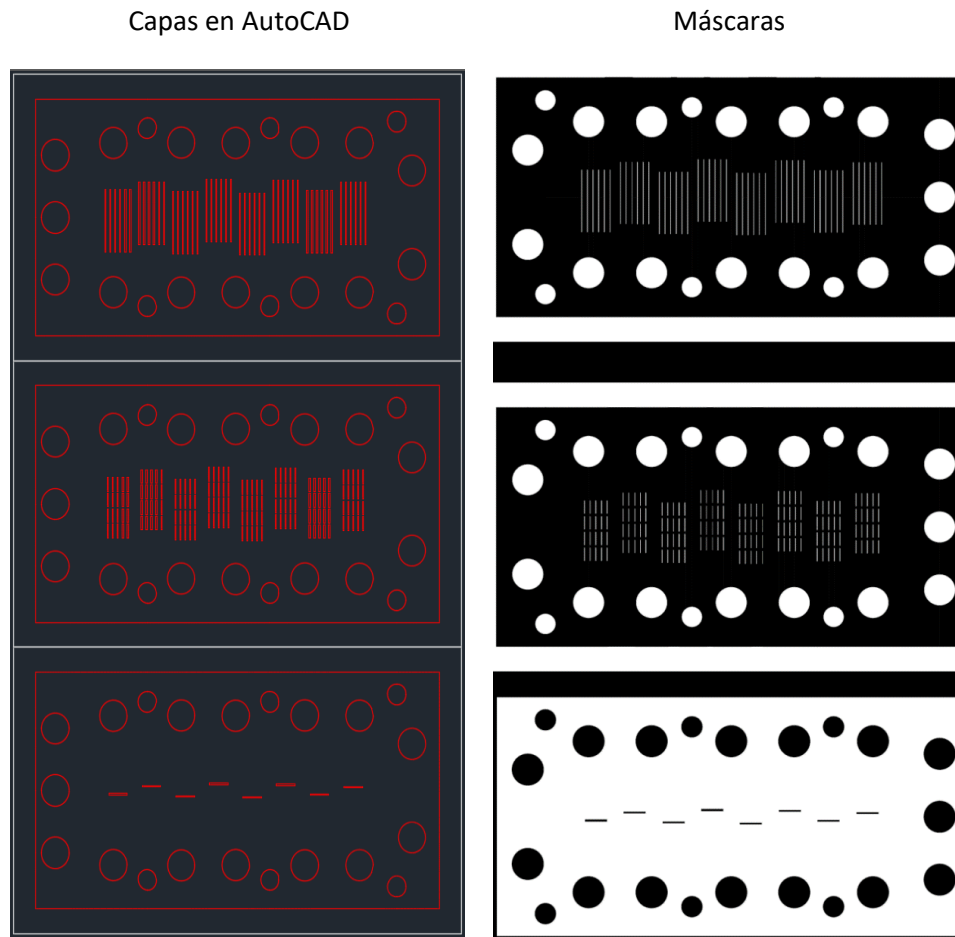


Figura 5.9: Izquierda: Capas en AutoCAD; Derecha: Máscaras listas para fabricar.

Como se decía, la figura 5.9 muestra las mascarás en AutoCAD y en un pdf que se manda por parte de la empresa que las realiza para dar el visto bueno y se proceda a su fabricación. A continuación se muestra una tabla comparativa de algunas medidas de la metasuperficie.

	Media	Teórica
Grosor de los dipolos	0.0934 mm	0.09 mm
Longitud de los dipolos	1.0942 mm	1.09 mm
Separación de los dipolos	0.1618 mm	0.16 mm
Longitud de los hilos	5.0161 mm	5 mm
Longitud de las ranuras	1.5937 mm	1.59 mm

Tabla 5.2: Medidas de las capas de la metasuperficie.

Se señalaba anteriormente que la metasuperficie está bien fabricada, en la figura 5.10 se muestra una parte de la capa de arriba que corresponde a los dipolos que se encuentran encima de alguna de las 8 ranuras.

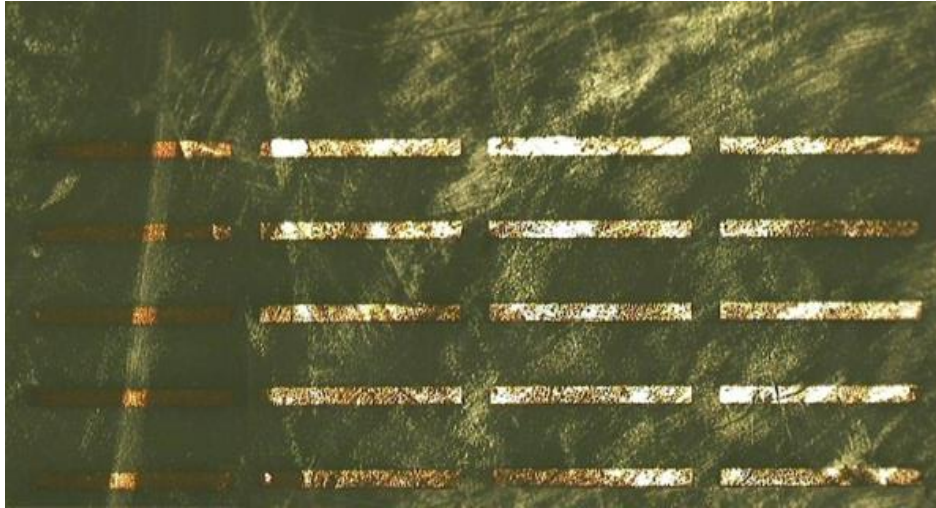


Figura 5.10: Dipolos de la última capa de la antena.

En el anexo I, donde se explica el proceso de la fotolitografía se muestran imágenes al microscopio de la metasuperficie.

5.2.3. Montaje

Una vez se tengan todos los componentes necesarios para montar la antena, se procede con especial cuidado a colocar las diferentes capas una encima de otra y acoplarlas a la estructura metálica, esto se hace fresando los agujeros para los tornillos y pines que tenemos marcados en ellas, y gracias a los cuales nos permiten superponer todas las capas de la metasuperficie y que queden alineadas correctamente. Tenemos que señalar que a lo largo de este proceso de fresado surge un problema, que es la aparición de rebabas, ya que al fresar una capa tan fina, y el dieléctrico ser muy flexible, la broca algunas veces, en vez de quitar todo el material, lo estira. Esto se puede solucionar quitándolas a mano con ayuda de un bisturí, o con cinta de doble cara. Una vez quitadas las rebabas, y colocados los tornillos, ya tendríamos la antena lista para ser medida.

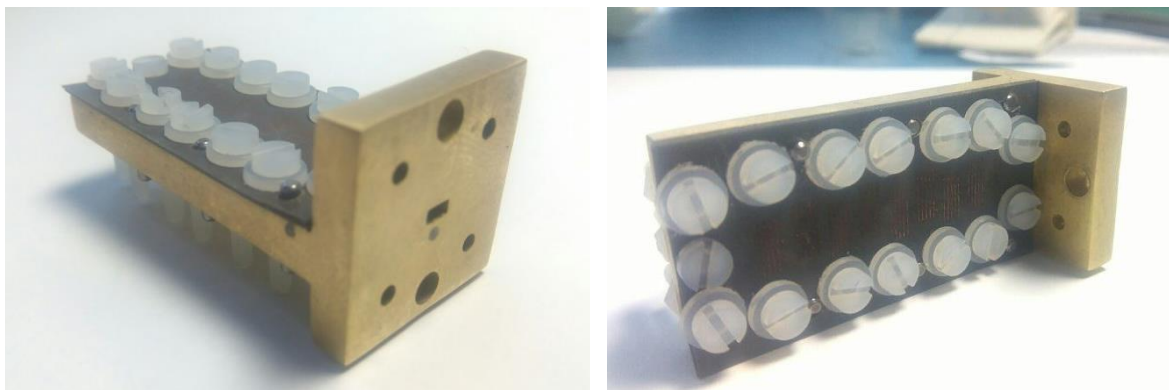


Figura 5.11: Antena final desde distintas perspectivas.

Como señalábamos antes, aparte del problema de las rebabas, que nos impedían colocar correctamente la metasuperficie, con los tornillos nos aparecía otro, el problema era que no se ejercía una presión uniforme en la capa. Una solución ha sido el uso de arandelas para extender el área de presión de cada tornillo y otra fue mandar a fabricar la estructura de plástico que se muestra a continuación:



Figura 5.12: Estructura para presionar uniformemente las capas.

Con esto conseguimos aplicar presión uniformemente en toda la superficie exterior de las capas (menos en el centro).

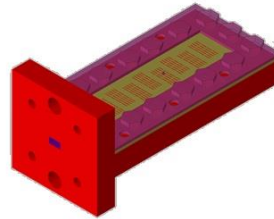


Figura 5.13: Diseño final con la parte de arriba ejerciendo presión uniforme a las capas.

Finalmente, nuestra antena completa quedaría así, el siguiente paso es simularla, ya que al haber añadido esa parte, tal vez no salgan los resultados similares a los anteriores.

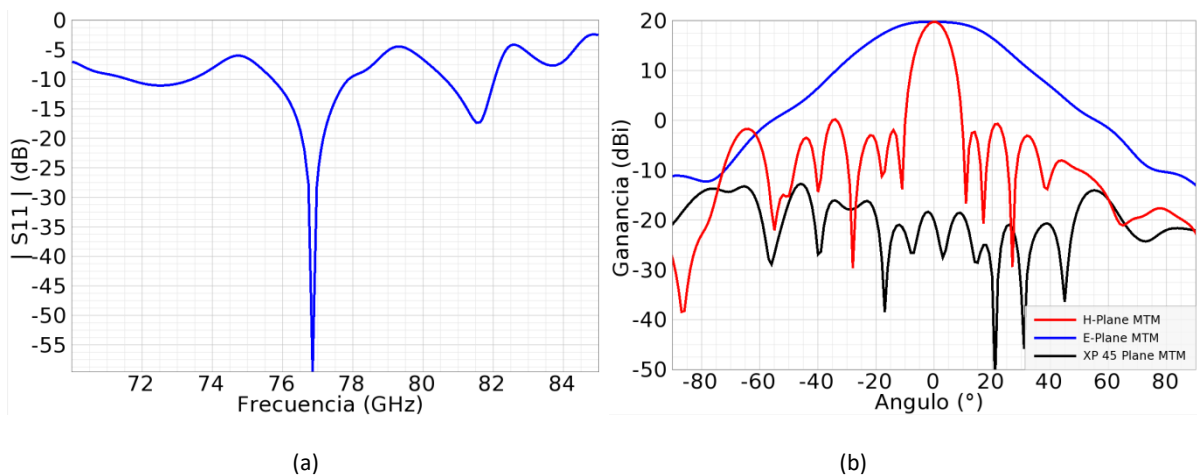


Figura 5.13: Izquierda: Respuesta del S_{11} en la banda de frecuencias 70-85 GHz; Derecha: Diagrama de radiación a la frecuencia de operación 76.5 GHz, planos E, H y Cross-polar.

Se ve que se sigue manteniendo todo igual, aunque en la gráfica del S_{11} se obtiene una muy buena adaptación en comparación a los resultado de simulación de otros diseños.

6. COMPARATIVA DE LOS RESULTADOS

En este capítulo, se mostrarán las gráficas comparativas de las medidas reales de la antena respecto a los resultados obtenidos de las simulaciones. También se comparará el progreso de la antena a lo largo del trabajo, desde que la antena no estaba cubierta, hasta cubrirse con la metasuperficie.

6.1. Antena cubierta con aire, sustrato y metasuperficie

Un dato muy relevante en la antena, es el ancho de banda, ya que de esté depende su rango de trabajo. Para saber el ancho de banda es necesario mostrar las gráficas del S11 donde se ve a lo largo del eje frecuencial si la antena está adaptada o no.

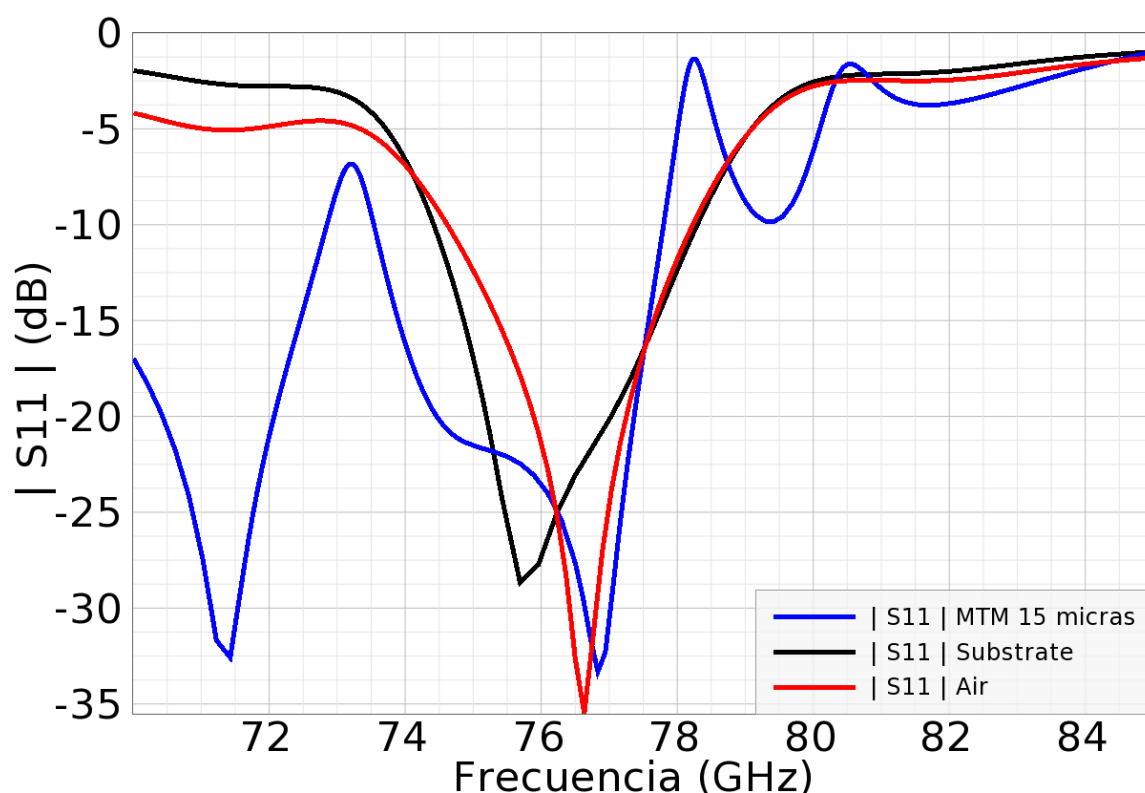


Figura 6.1: Comparación de los niveles de adaptación de la antena.

Se puede ver como la gráfica del S11 es de similar forma en todos los casos, y se concluye que el ancho de banda si ponemos el límite en -10 dB, es de 4 GHz. Debemos señalar que el S11 del metamaterial corresponde a la antena simulada con un grosor de 15 micras, y no de 2, que es el que mediremos.

A continuación, se comparará el diagrama de radiación de cada caso. Y como acabamos de comentar, el diagrama de la metasuperficie está siendo comparado cuando usamos un grosor de 15 micras.

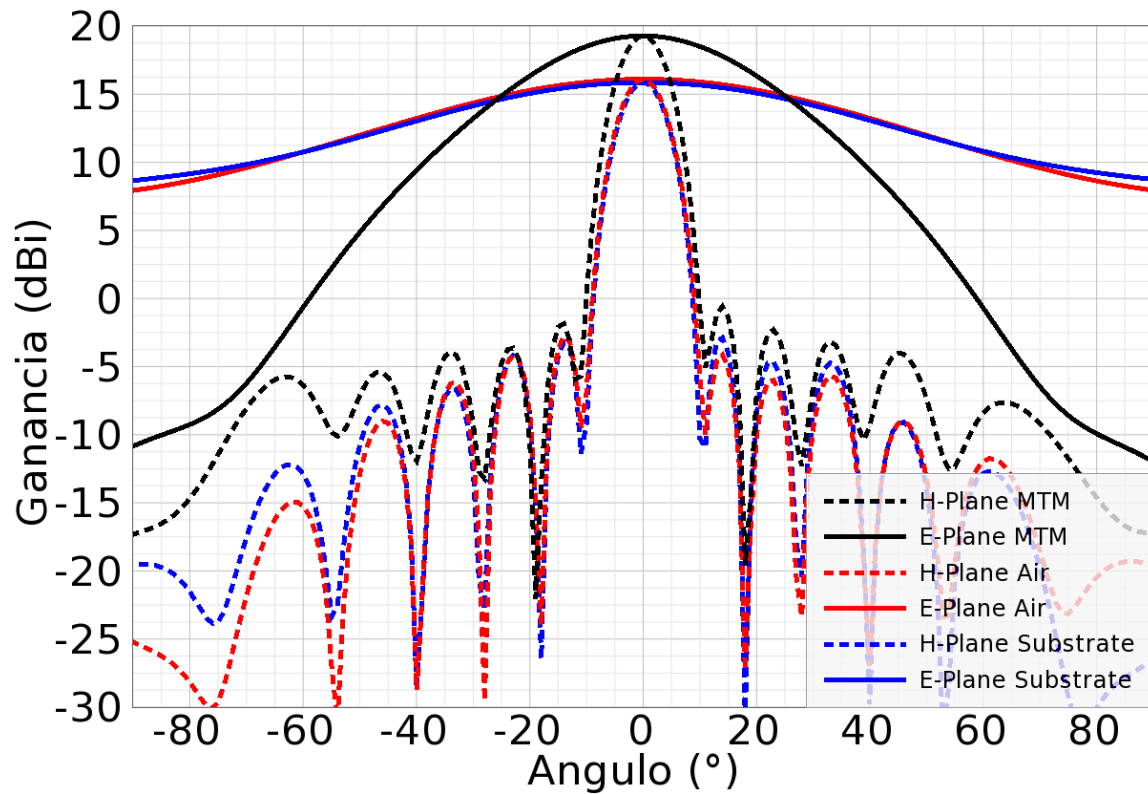


Figura 6.2: Comparativa de los diagramas de radiación.

En la figura 6.2 se observan los diferentes plano E y H para cada una de las antenas estudiadas y simuladas a lo largo del trabajo. Se puede ver como pasamos de tener una ganancia de 15 dBi en los primeros casos, a 19 dBi cuando usamos la metasuperficie. Está nos proporciona una mejora significativa de 4 dB, es decir el doble que lo que obteníamos antes en lineales. Vemos como en el plano E, se estrecha, debido a que el área efectiva aumenta para ese plano.

6.2. Antena simulada comparada con la medida

Una vez medida la antena, se procede a comparar los datos obtenidos con los que se sacaban de las simulaciones. El primer parámetro que se compara es el S11, como podemos ver en la figura, se representa el comportamiento del S11 a lo largo del eje de frecuencias desde 70 a 80 GHz, se observa como el mínimo que encontramos ya no está centrado en nuestra frecuencia de interés, sino que se encuentra desplazado en frecuencia. Esto suele ocurrir cuando en el proceso de fabricación ha habido algún error, y es frecuente cuando se trabaja con prototipos que están viendo por primera vez la luz. En el próximo capítulo se detallará y comentará algunas posibles mejoras, a parte de las citadas al final del capítulo de fabricación. En el resultado de la simulación, se obtenía un S11 entorno a los -21 dB, y el obtenido en la medida ha sido de -15 dB. Una cosa que no ha sido comentada a lo largo del trabajo es que la antena ha sido simulada siempre con PEC (del inglés "Perfect Electric Conductor"), por lo que EmPRO no tenía en consideración las posibles pérdidas, por lo que se añade otra causa más de porque no sale idéntico el S11 simulado a el S11 medido.

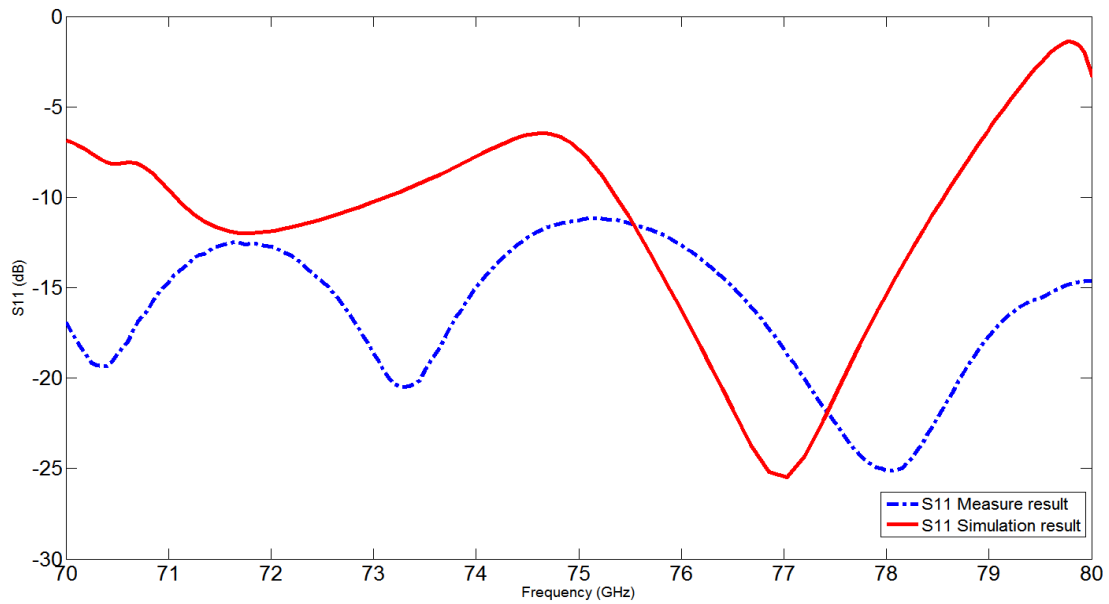


Figura 6.3: Comparativa del S11 medida vs simulación.

Finalmente, se compara la medida del diagrama de radiación para los cortes del plano E y H con los resultados de la simulación de la figura 5.4 (b). Podemos observar en la figura 6.3 que las medidas obtenidas son similares a los de la simulación, vemos que el plano H es más estrecho que el plano E como se comentó en los anteriores capítulos. Un detalle importante que señalar son los picos en el plano H que pueden ser lóbulos laterales, por lo que podríamos concluir que no estamos siguiendo la distribución de Chebyshev correctamente, aunque también puede ser debido a que al realizar la transformación de campo cercano a campo lejano se desprecian algunos datos para centrar el máximo, y esto tiene como consecuencia que los cortes representados no sean 100% exactos. Cabe indicar que se hicieron 2 medidas, la mostrada es la segunda donde se utilizó “gating” y en la primera no, la diferencia principal fue la eliminación de rizado. En el anexo IV se explica cómo se lleva a cabo la medida.

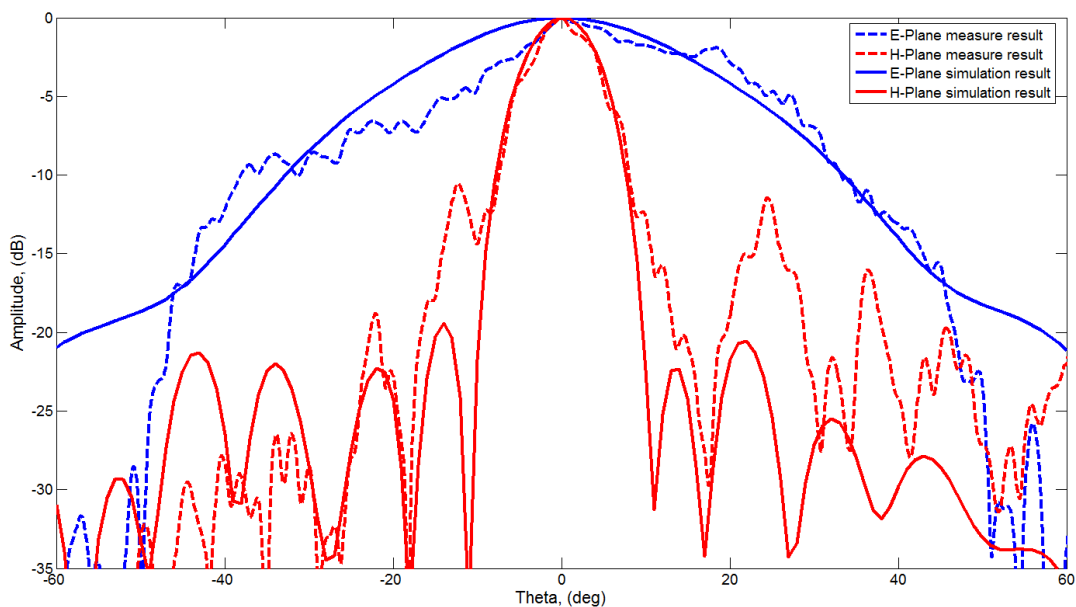


Figura 6.4: Comparativa de los resultado de la simulación junto con los obtenidos en la medida.

Como se mostraba en la figura 6.4, estamos mostrando los resultados normalizados respecto al máximo. La ganancia y directividad que tiene la antena, se muestran a continuación.

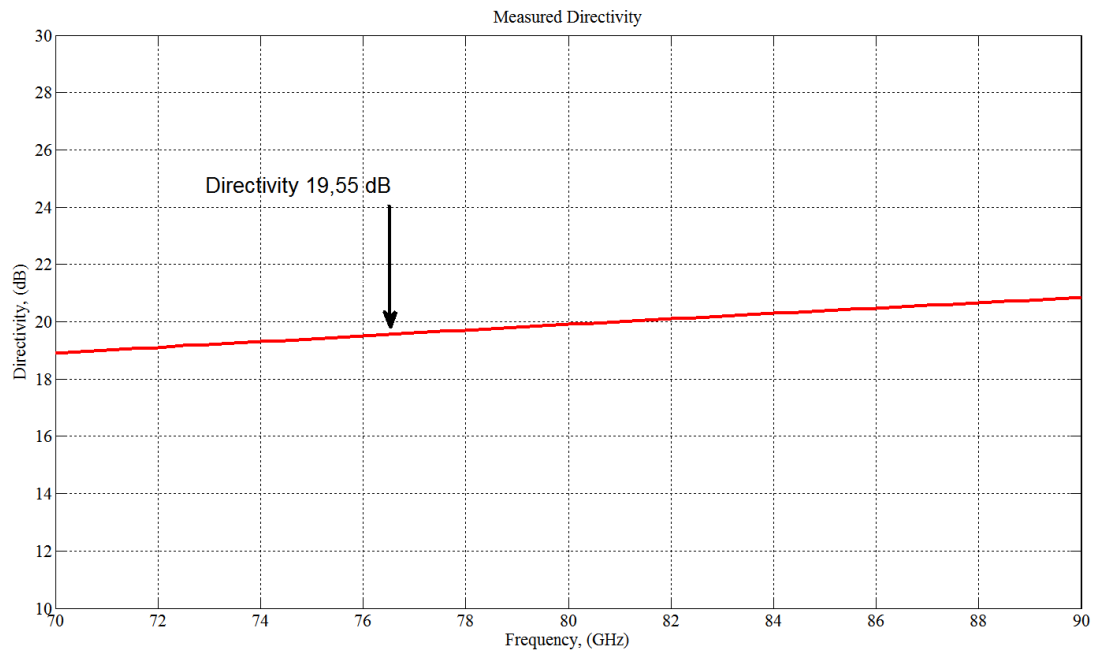


Figura 6.5: Directividad que se tiene para las diferentes frecuencias.

Podemos ver como la directividad obtenida es similar a la que se obtiene cuando simulamos, la simulada es en torno a los 20 dBi y la medida es de 19,5 dBi. Un detalle es que cuando mostramos el diagrama de radiación, lo que se muestra, es la ganancia, pero como estamos trabajando sin pérdidas, y estamos con una adaptación muy buena, la eficiencia es muy alta, por lo que podemos afirmar que la ganancia se aproxima a la directividad. A continuación se muestra la ganancia. La técnica empleada para obtener la ganancia ha sido por sustitución de antenas.

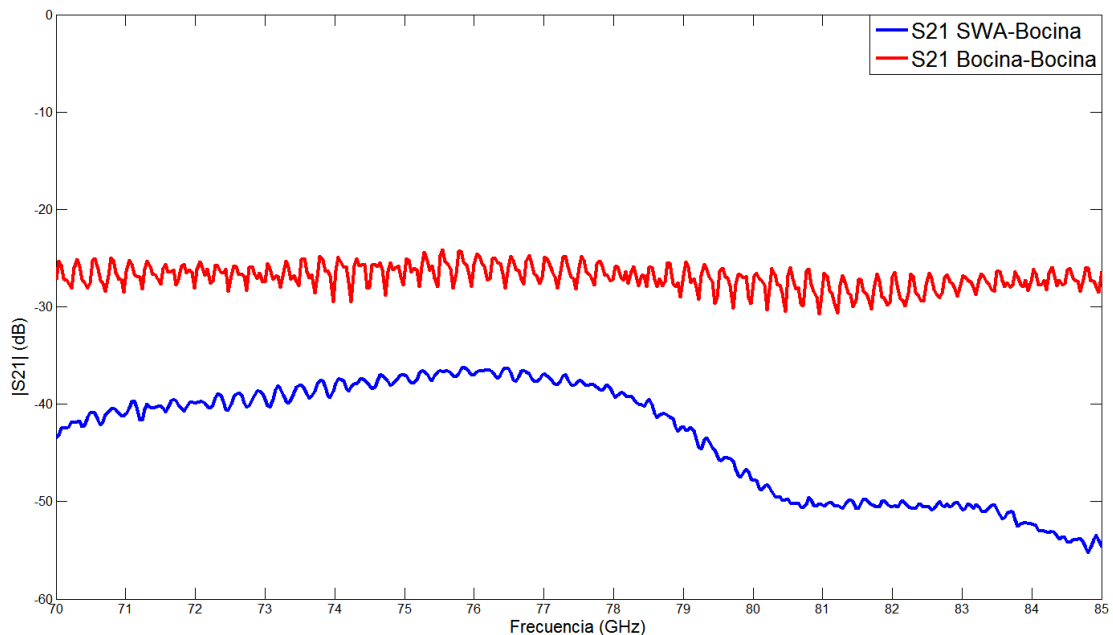


Figura 6.6: Potencia transferida de una antena a otra.

Sabiendo que la ganancia de las bocinas es de 20 dB, usando las ecuaciones que se muestran a continuación, se obtiene la ganancia.

$$Potencia\ Recibida_{Roja} = Potencia\ Emitida + Ganancia_{Bocina1} - Pérdidas + Ganancia_{Bocina2}$$

$$Potencia\ Recibida_{Azul} = Potencia\ Emitida + Ganancia_{SWA} - Pérdidas + Ganancia_{Bocina2}$$

La potencia recibida es igual al S21, y como se acaba de comentar, sabemos que las ganancias de las bocinas son 20 dBi. La potencia recibida cuando estamos con las dos bocinas es de -26 dB, y cuando estamos con la SWA y una bocina, es de -36 dB. Por lo que la ganancia de nuestra antena es de 10 dBi. De aquí deducimos que nuestra antena tiene una baja eficiencia. Aunque la directividad sea de 19,58 dBi, está habiendo muchas pérdidas y puede que una mala adaptación, que hace que la eficiencia baje.

Finalizamos el capítulo, y damos paso a las conclusiones, donde explicaremos y detallaremos algunas posibles soluciones y mejoras.

7. Conclusiones y futuras propuestas

En este trabajo, se ha ido mejorando la antena de diferentes formas, hasta llegar a obtener una antena que respecto a la básica, es claramente mejor. Queda demostrado que el uso de la metasuperficie mejora significativamente el diagrama de radiación. Y cómo es posible realizarla físicamente.

A lo largo de este estudio, hemos analizado la antena de guía de onda ranurada cubierta con diferentes materiales, desde la antena solo con aire, que decíamos que no era físicamente realizable, y la antena con sustrato, hasta llegar a la metasuperficie y su posterior fabricación. Ha sido un trabajo laborioso pero muy satisfactorio en todos los aspectos. A continuación se presentan algunas conclusiones y otras vías de estudio que se podrían realizar a partir de algunos puntos de este trabajo.

En primer lugar, para conseguir realmente un diagrama de radiación como el que se obtiene cuando cubrimos la antena con la metasuperficie, necesitaríamos utilizar dos antenas similares y colocarlas a una distancia para la cual no apareciesen los lóbulos de difracción, con esto se conseguiría que el haz del plano E se estrechase, ya que aumentaría el área efectiva que se ve en ese plano, los inconvenientes que esto supondría serían el aumento de tamaño por consiguiente el coste, potencia acoplada de una antena a otra que empeoraría la señal, y la pérdida de potencia de un puerto a otro, ya que se necesitaría usar un divisor, lo cual incrementaría de nuevo el coste.

En segundo lugar, como comentábamos al acabar el anterior capítulo, una de las mejoras para conseguir la eficiencia cercana al 100%, para poder tener la ganancia similar a la directividad, sería mandar a fabricar la estructura a un taller. Esto implicaría tener la estructura con errores menores a los que se tienen con la estructura actual. Y el material elegido que sea con muy pocas pérdidas.

Finalmente, durante el trabajo, han surgido algunas ideas las cuales podrían dar lugar a futuras propuestas, una de ellas, y tal vez la más interesante, sería implementar la metasuperficie en una SIW, (del inglés “Substrated Integrated Waveguide”), esta nueva tecnología, consiste en colocar pines de metal a lo largo del sustrato en ambos lados, de tal manera que se confine la onda, y se comporte como una guía. Podría ser de gran interés, ya que no habría un cambio de medio (aire, sustrato) como ocurre en nuestra antena, aunque habría más pérdidas debidas al sustrato.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] T. A. Milligan, Modern Antenna Design, A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2005.
- [2] Colaboradores de Wikipedia, 20 febrero 2017. [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Conductancia_el%C3%A9ctrica&oldid=97043883. [Último acceso: 9 mayo 2017].
- [3] R. Collin, Antennas and Radiowave propagation, pp. 265-268.
- [4] S. J. Orfanidis, de Electromagnetic Waves and Antennas, Rutgers University, 2008, pp. 826-837.
- [5] V.G. Veselago, «The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ,» Sov. Phys. Uspekhi, , vol. 10, nº 4, 1968.
- [6] M.C. Bailey, «Design of dielectric-covered resonant slots in a rectangular waveguide,» IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 15, nº 5, pp. pp. 594-598, 1967.
- [7] <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>.
- [8] E. Sáenz, I. Ederra, P. Ikonen, S. Tretyakov, and R. Gonzalo, "Power transmission enhancement by means of planar meta-surfaces," J. Opt A: Pure Appl. Opt., vol. 9, nº 9, pp. S308-S314, 2007.
- [9] M. Goñi, «Desarrollo del software de control de los sistemas de posicionamiento de precisión para medida de antenas en milimétricas y submilimétricas,» 2015.
- [10] I. Ederra, I. Liberal, J.C. Iriarte, and R. Gonzalo, "Metasurface Enhanced Slot Antennas," Antennas and Propagation (EuCAP), 10th European Conference, 2016.

Enlaces y referencias de las imágenes usadas:

[Figura 1.1] <http://docplayer.es/docs-images/24/3701641/images/152-0.jpg>

[Figura 1.6] izquierda y derecha

- http://www.unavarra.es/digitalAssets/164/164843_100000Lente-Metamaterial.JPG
- http://1.bp.blogspot.com/-lphVwD1TPPw/TWD5bffUPLI/AAAAAAAAAGs/0U3mJm_glco/s1600/5620wilson-f4.jpg

[Figura 1.7] http://www.mdpi.com/materials/materials-04-00001/article_deploy/html/images/materials-04-00001-g006-1024.png

9. ANEXOS

9.1. Realización de la fotolitografía

- 1) Recortar el dieléctrico Rogers 5880 en obleas. Se recortarán varios para hacer pruebas. A continuación, aplicamos cloruro férrico a las obleas, y así quitamos el metal.
- 2) Limpiar las obleas con acetona y luego isopropil. Metiéndola en la **Spin-Coater** y haciendo que gire a mucha velocidad.
- 3) Cogemos, con una jeringuilla de cristal, (teniendo especial cuidado de que no se creen burbujas) 3 ml de fotoresina positiva. La fotoresina positiva se polimeriza (o mejor dicho, se vuelve soluble) con la exposición a la luz. Ponemos nuestra oblea en el **Spin-Coater** y echamos la fotoresina por el agujero del centro de la máquina. A continuación la hacemos girar a 2400 rpm durante 1 minuto, para que la resina cubra toda la oblea.
- 4) Llegados a este punto, lo siguiente es calentar en el **Hot-Plate** a 110 grados durante 2 minutos y 45 segundos la oblea; este proceso recibe el nombre de “*curado*”. Es importante que se caliente toda la superficie de la oblea.
- 5) Después la quitamos del **Hot-Plate** y esperamos unos cuantos minutos para que se hidrate. Ahora podremos poner nuestra mascara en la **Mask-Aligner** junto con la oblea. Importante, tener encendido el paso de nitrógeno para poder refrigerar la **Mask-Aligner**. Procedemos a alinear la oblea hasta que haga contacto con nuestra mascara, después fijaremos esa posición para que no se mueva, y haremos la exposición a la luz, necesitamos según la receta, 1500 mJ/cm^2 por minuto, nuestra máquina tiene capacidad para 889 mJ/cm^2 por minuto, así que con una simple regla de 3, sacamos que tiene que estar la oblea expuesta durante 101 segundos. Aplicamos la luz, y donde le da la luz la fotoresina se ablandará.
- 6) El siguiente paso, es el “*developer*”. Consiste en aplicar una disolución 1:4 , AZ 400 K (30 mililitros) y $\text{H}_2\text{O DI}$ (120 mililitros). Lo que logramos al hacer esto es eliminar la resina que ha sido expuesta a la luz.
- 7) Toca ya, uno de los últimos pasos. El proceso de *Sputtering*, bombardearemos con metal nuestra oblea, logrando una fina capa en toda la superficie.
- 8) Finalmente, nuestra oblea, completamente metalizada, la bañaremos en una disolución llamada “*stripper*” TechniStrip NI555, que quitará la resina seca llevándose el metal por encima. Ya solo nos queda mirarlo al microscopio.

Imágenes tomadas en el microscopio:

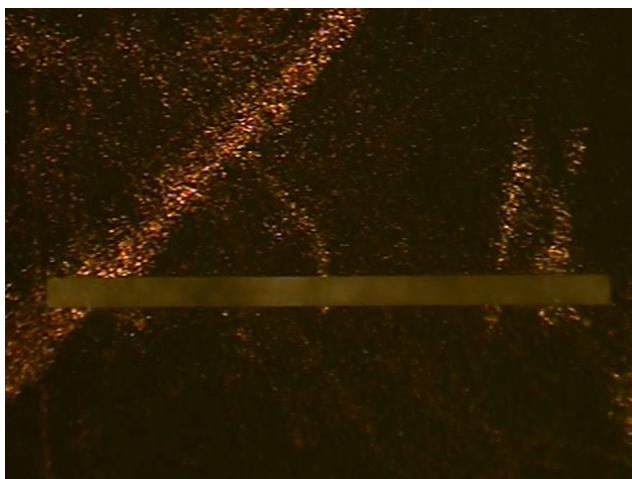


Figura 9.1: Ranura de la primera capa.



Figura 9.2: Dipolos de la 2ª y 4ª capa.



Figura 9.3: Hilos de la 3ª capa.

9.2. Realización de la estructura metálica

El proceso de cómo se fabrica se encuentra en este enlace:

<https://i.materialise.com/3d-printing-materials/brass>

Technology

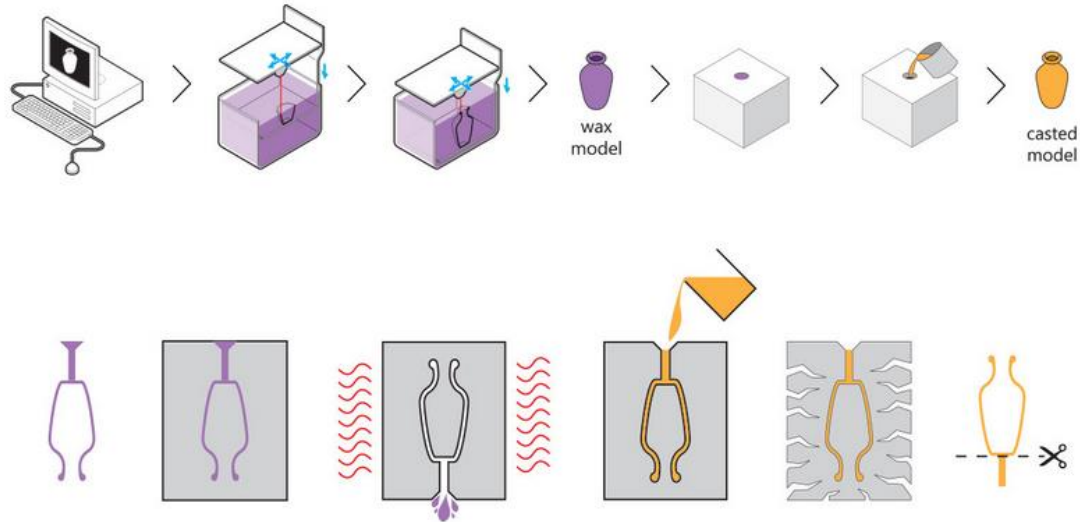


Figura 9.4: <https://i.materialise.com/3d-printing-materials/brass> Propiedad de i.materialise.

También están las especificaciones del diseño.

Design Specifications

Minimum Wall Thickness	0.6 mm
Minimum Details	0.35 mm
Accuracy	Minimum accuracy $\pm 5\%$ (including finish and geometry variables) Average accuracy $\pm 2\%$ (around ± 0.1 mm)
Maximum Size	88 x 88 x 125 mm
Clearance	0.3 mm
Interlocking or Enclosed Parts?	No

Figura 9.5: <https://i.materialise.com/3d-printing-materials/brass> Propiedad de i.materialise.

9.3. Comparación Número de Ranuras y Ancho de Banda

En este anexo se lleva a cabo un análisis de cómo afecta al ancho de banda el número de ranuras de una antena guía de onda ranurada. Para realizar el estudio, se ha empleado el programa de Ansoft Designer que permite trabajar y simular líneas de transmisión. A continuación vemos los resultados del S11 obtenidos en los diferentes casos.

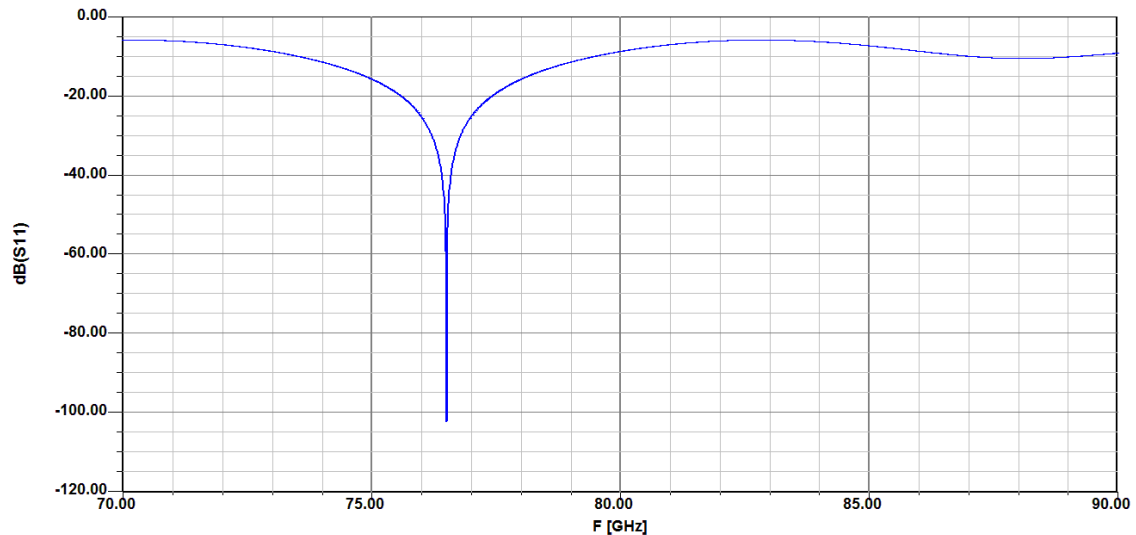


Figura 9.6: S11 para SWA de 8 ranuras. (Ancho de banda con S11<-20 dB, 2 GHz).

Como podemos observar, cuantas más ranuras se tengan, menos ancho de banda se tiene, esto es debido a que la onda, a una frecuencia que no es la central, que viaja por la guía no ve las ranuras, debido a que se va acumulando el error de no hallarse en el centro de la ranura, por lo que cuantas más ahí, mas error acumula, por lo que no ve las ranuras y no se adapta tan correctamente como en el caso de tener menos ranuras.

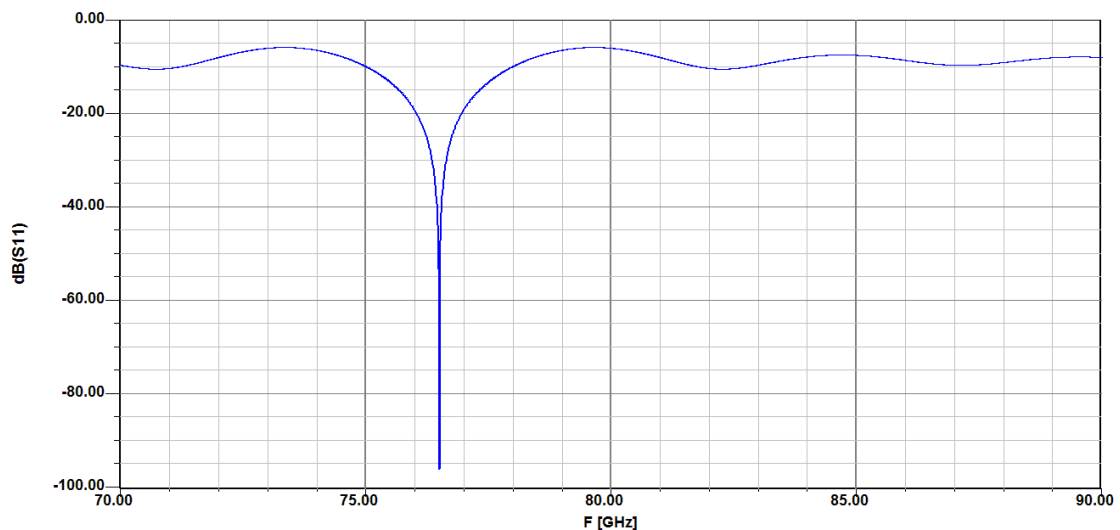


Figura 9.7: S11 para SWA de 16 ranuras. (Ancho de banda con S11<-20 dB, 1 GHz).

Vemos cómo se va estrechando el ancho de banda, y aparece un pequeño rizado en otras frecuencias, esto es debido a que el “error” que comentábamos anteriormente se logra suplir, de tal manera que vuelve a verse la ranura.

Finalmente la figura 9.8 muestra un ancho de banda menor, y un rizado más contrastado.

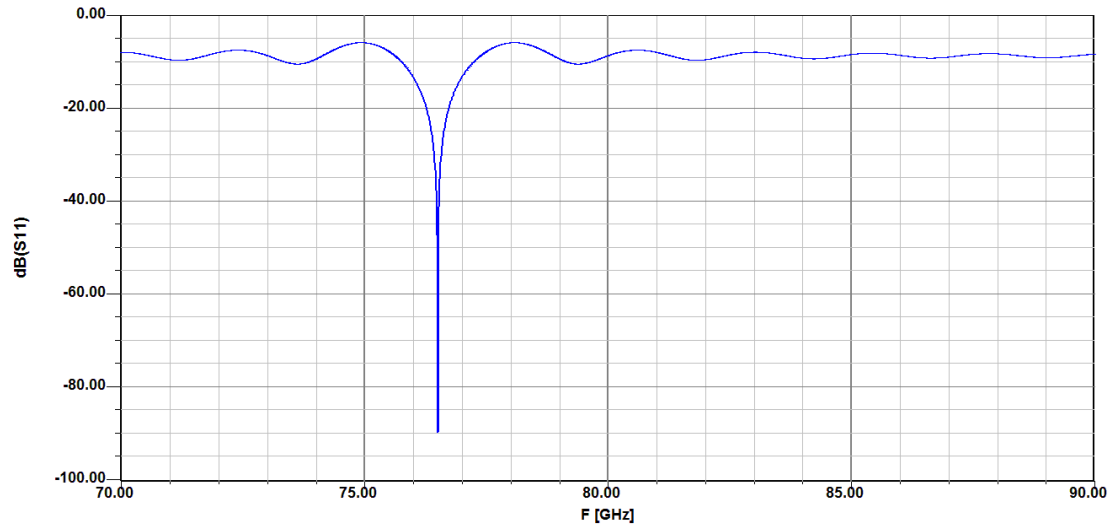


Figura 9.8: S_{11} para SWA de 32 ranuras. (Ancho de banda con $S_{11} < -20$ dB, 0.45 GHz).

9.4. Proceso de medida para la antena

En este anexo se señalan y se explican los diferentes pasos a seguir para realizar las medidas de los principales parámetros de la antena. También se detallan los equipos utilizados a lo largo del proceso para la obtención de los diferentes parámetros.

Se usará el analizador PNA X N5242, para las medidas del S_{11} y S_{21} para comprobar la adaptación de la antena. Se utilizarán los cabezales WR10 [70-110], que nos permitirán obtener la señal a la frecuencia de interés. Finalmente usaremos el posicionador, para llevar a cabo el análisis para obtener el diagrama de radiación. En la figura 9.9 podemos ver los equipos recién mencionados.

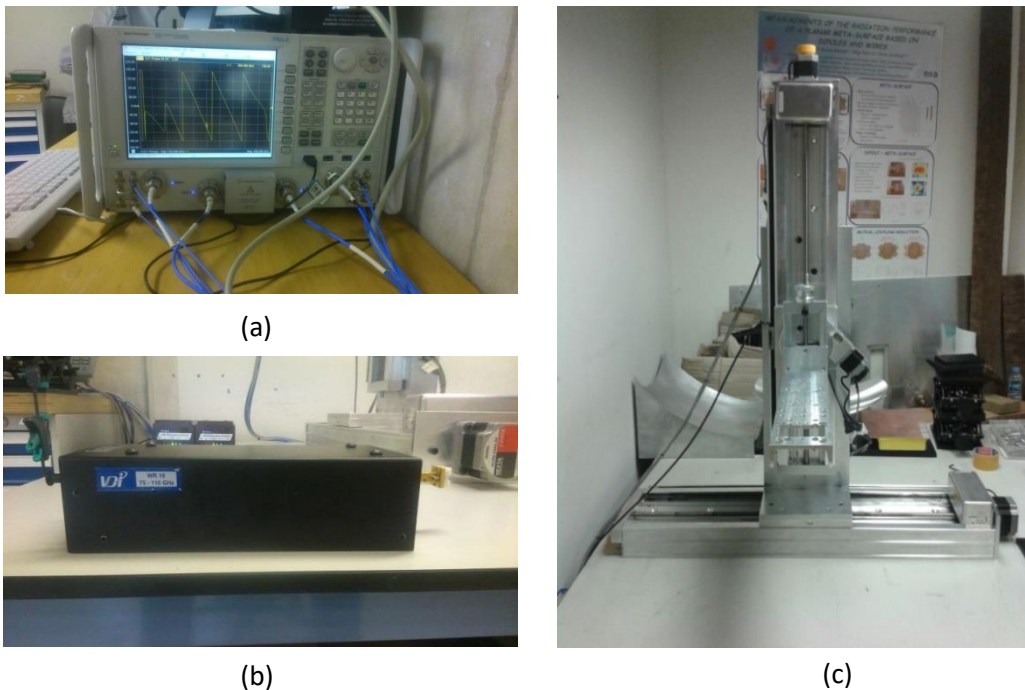


Figura 9.9: Imagen de los diferentes equipos empleados a lo largo del proceso. (a): Analizador de espectros; (b): Cabezal WR10 [75-110]; (c): Posicionador. [9]

El primer paso será calibrar el analizador los cabezales, esto es debido a que el continuo uso hace que estos equipos tan sensibles se descalibren. Si no se calibrará obtendríamos datos erróneos que nos llevarían a conclusiones incorrectas. Una vez calibrado, colocamos la antena y observamos en la pantalla del analizador cómo se comporta el S_{11} en la banda de operación.

Una vez ya obtenido el S_{11} , el siguiente paso es el cálculo del diagrama de radiación, una vez colocada el cabezal, del puerto 2 con la sonda conectada, en la base del posicionador, y el cabezal del primer puerto con la antena colocada en el otro extremo. Calculamos la distancia para la cual nos hallemos en campo cercano y acercamos la sonda hasta que nos encontremos a esa distancia. En la figura 9.10 se muestra cómo quedaría la configuración mencionada. Mediante la fase y la ayuda de un software de LabView alineamos la sonda con la antena en el máximo y procedemos a hacer un barrido en zigzag, de tal manera que calculamos la potencia recibida en la sonda en diferentes puntos del espacio.

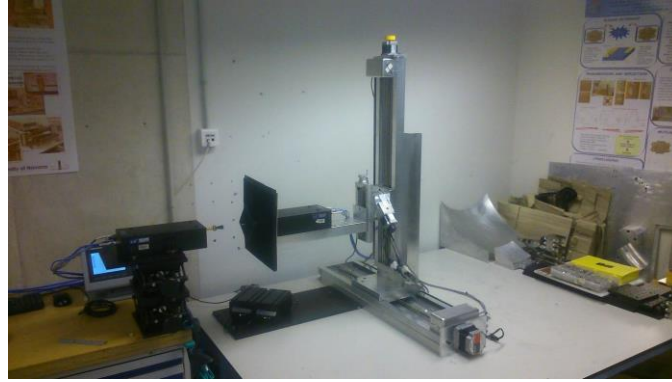


Figura 9.10: Configuración para realizar la medida del campo cercano. [9]

Obtenido estos datos, usamos la transformada de Fourier para hacer una transformación de campo cercano a campo lejano, y dibujamos los cortes en el plano E y H.

A continuación se muestran las figuras obtenidas a lo largo del proceso de medidas. La fase, el campo cercano y el campo lejano a la frecuencia de interés con los diferentes cortes.

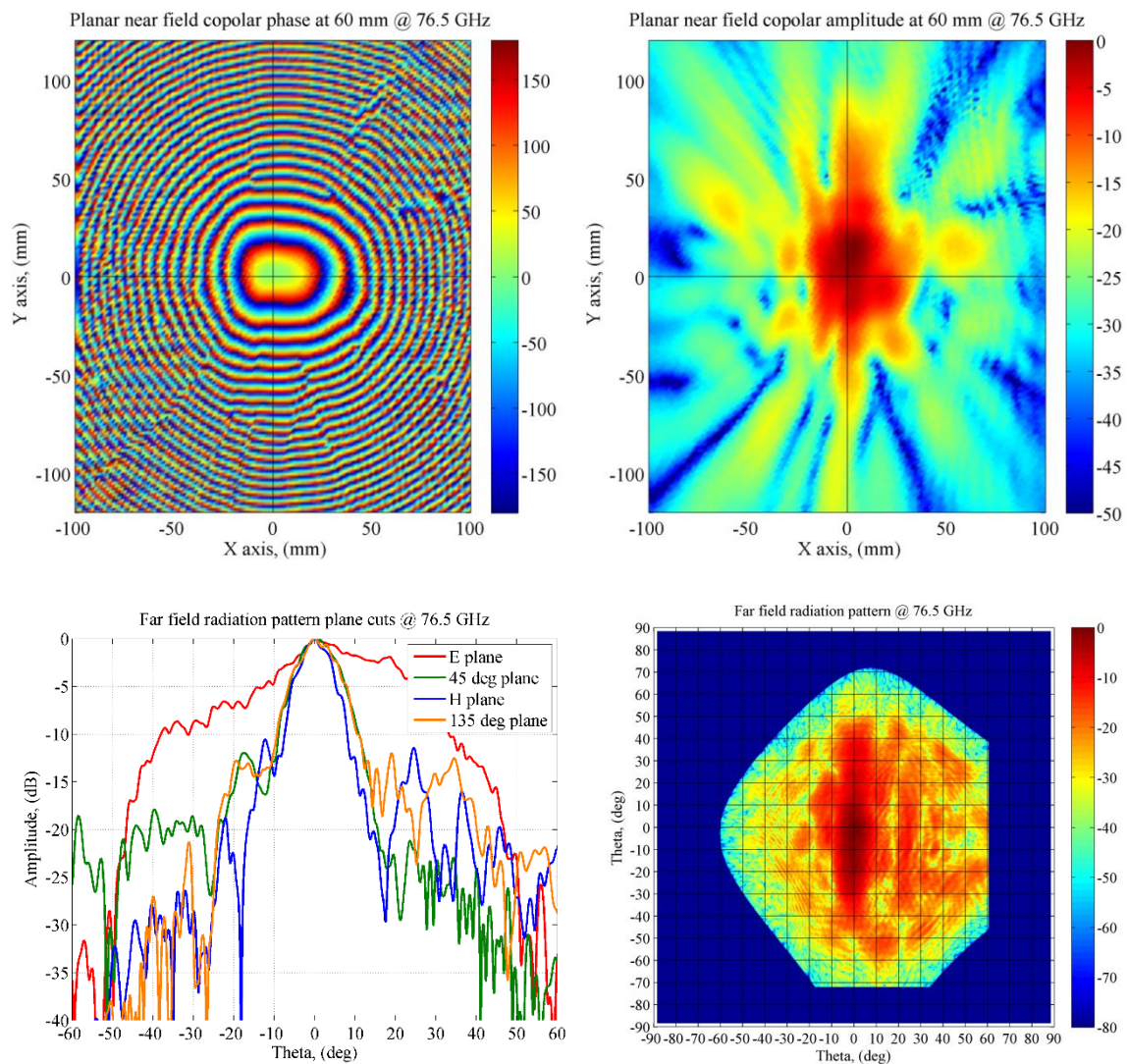


Figura 9.11: Diferentes medidas que se obtienen al realizar la medida.